LEHRBRIEFE FÜR DAS HOCHSCHULFERNSTUDIUM

Herausgegeben
von der Zentralstelle für das Hochschulfernstudium
des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen

ELEKTRONISCHE SCHALTUNGEN

3. LEHRBRIEF

II. AUSGABE

FREQUENZABHÄNGIGKEIT VON BREITBANDVERSTÄRKERN
WEITERE VERSTÄRKERSCHALTUNGEN

(BILANZIERTE SELBSTSTUDIENZEIT: 40 h)

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

9 492II/3

ELEKTRONISCHE SCHALTUNGEN

3. Lehrbrief

II. AUSGABE

Frequenzabhängigkeit von Breitbandverstärkern

Weitere Verstärkerschaltungen

(Bilanzierte Selbststudienzeit: 40 h)

Verfaßt
von Dr.-Ing. habil. Walter Nowak
Dozent an der Sektion Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

und Dr.-Ing. Jürgen Näser
Oberassistent und Lehrbeauftragter
an der Sektion Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · 1977

Das druckfertige Manuskript wurde an der Technischen Universität Dresden hergestellt.

VT-Bestell-Nr. 9 492II/3 · Auflage 1.500 Expl. · Veröffentlicht unter Ag 628/308/77/DDR · Verfaßt für die Zentralstelle für das Hochschulfernstudium Dresden · Herausgegeben im Auftrag des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen der Deutschen Demokratischen Republik von der Zentralstelle für das Hochschulfernstudium Dresden · Verlag: VEB Verlag Technik Berlin · Im Offsetdruck hergestellt von dem VEB Kongreß- und Werbedruck Oberlungwitz (III-12-12)

INHALTSVERZEICHNIS

Seite

9. Frequenzabhängigkeit von Breitbandverstärkern 3
   9.1 Grundlagen 3
      9.1.1 Ursachen der Frequenzabhängigkeit 3
      9.1.2 Übertragungsfunktion und PN-Plan 3
      9.1.3 Tiefpaßglied 1. Ordnung 4
      9.1.4 Hochpaßglied 1. Ordnung 6
      9.1.5 Tiefpaßglied 2. Ordnung 7
   9.2 Untere Grenzfrequenz einer Verstärkerstufe 8
      9.2.1 Untere Grenzfrequenz bei RC-Kopplung 8
      9.2.2 Untere Grenzfrequenz bei kapazitiv überbrücktem Emitterwiderstand 9
      9.2.3 Resultierende Grenzfrequenz 11
   9.3 Hochfrequenzverhalten des Bipolartransistors 13
      9.3.1 HF-Ersatzschaltung nach Giacoletto 13
      9.3.2 Grenzfrequenzen des Bipolartransistors 14
   9.4 Obere Eckfrequenzen der Emitterschaltung 16
      9.4.1 Vollständige Übertragungsfunktion 16
      9.4.2 Abschätzung der dominanten Eckfrequenz 18
      9.4.3 Zahlenbeispiel 19
   9.5 Obere Eckfrequenzen der Basisschaltung und Vergleich mit der Emitterschaltung 22
   9.6 Obere Eckfrequenzen und Schwingneigung der Kollektorschaltung 24
      9.6.1 Obere Eckfrequenzen der Kollektorschaltung ... 26
      9.6.2 Schwingneigung der Kollektorschaltung 28
   9.7 Obere Grenzfrequenz der Quellenschaltung 31

10. Grundschaltungen mit zwei Transistoren 33
   10.1 Kaskodeschaltung 33
   10.2 Darlingtonschaltungen 34
      10.2.1 Standard-Darlingtonschaltung 34
      10.2.2 Komplementäre Darlingtonschaltung 36

10.3 Differenzverstärker 38
10.3.1 Differenzbetrieb 39
10.3.2 Gleichtaktbetrieb 41
10.3.3 DV mit hoher Gleichtaktunterdrückung 42
10.3.4 Nullpunktkorrektur 44
10.3.5 Driftkompensation 45
10.3.6 Ausführungsvarianten 47

11. Leistungsverstärker 48
11.1 Vorbemerkungen 48
11.2 A-Verstärker 50
11.2.1 Arbeitswiderstand unmittelbar als Lastwiderstand 50
11.2.2 Lastwiderstand induktiv überbrückt 53
11.2.3 Gleichstromfreier Lastwiderstand ohne Induktivität 54
11.3 Gegentakt-B- und -AB-Verstärker 55
11.3.1 Prinzip des Gegentakt-B-Verstärkers 55
11.3.2 Komplementärer Emitterfolger im AB-Betrieb. 58
11.3.3 Quasikomplementärer Emitterfolger 62
11.3.4 Gegentakt-AB-Schaltung ohne komplementäre Transistoren 63
11.3.5 Gegentakt-AB-Verstärker mit Übertragern ... 65

9. Frequenzabhängigkeit von Breitbandverstärkern

9.1. Grundlagen

9.1.1. Ursachen der Frequenzabhängigkeit [15]

In Breitbandverstärkerschaltungen treten

a) schaltungstechnisch bedingte Kapazitäten, wie Koppel- und Überbrückungskapazitäten;

b) physikalisch und technologisch bedingte Bauelemente- und Schaltkapazitäten

auf, die eine Frequenzabhängigkeit der Schaltungseigenschaften insbesondere der Verstärkung zur Folge haben.

Die Kapazitäten nach a) bewirken dabei bei Frequenzen $f \to 0$ eine frequenzabhängige Spannungsteilung am Schaltungseingang oder eine dynamische Gegenkopplung und damit letztlich einen Verstärkungsabfall.

Die Kapazitäten nach b) bilden dagegen bei Frequenzen $f \gg 0$ kapazitive Spannungsteiler oder Nebenschlüsse zu den, die Verstärkung bestimmenden ohmschen Widerständen und rufen damit ebenfalls einen Verstärkungsabfall hervor.

In einem mittleren Frequenzbereich sind die genannten Einflüsse dagegen nahezu unwirksam, so daß dort die Verstärkung praktisch frequenzunabhängig und maximal ist (v_m).

Die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung einer Breitbandverstärkerstufe ist qualitativ in Bild 3/1 dargestellt.

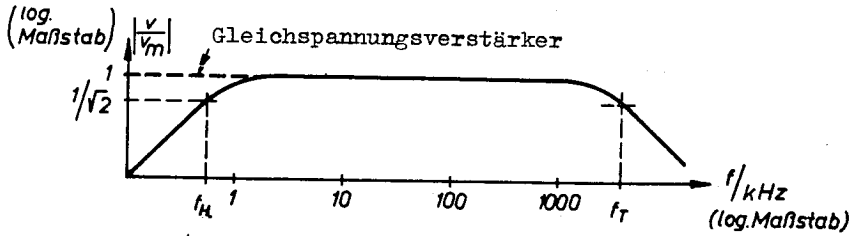


Bild 3/1 Frequenzabhängigkeit einer Breitbandverstärkerstufe (bezüglich der Eckfrequenzen f_H und f_T siehe Abschnitt 9.1.3 und 9.1.4)

9.1.2. Übertragungsfunktion und PN-Plan [15]

Die Übertragungsfunktion (z. B. die Verstärkung $\underline{v}$) linear zeit-

invarianter Systeme aus konzentrierten Elementen ist eine reellwertige, gebrochen rationale Funktion der komplexen Frequenz

$$p = \sigma + j\omega \qquad (4/1)$$

Sie kann nach dem Fundamentalsatz der Algebra in folgender Form geschrieben werden

$$v^{\perp} = \frac{g^{\perp}(p)}{h^{\perp}(p)} = A \cdot \frac{(p - p'_1)(p - p'_2)\ldots \quad (p - p'_m)}{(p - p_1)(p - p_2)\ldots \quad (p - p_n)} \quad , n \geq m. \qquad (4/2)$$

Bei stabilen Systemen sind die Nullstellen des Nenners (Pole der Übertragungsfunktion) negativ reell, $p_k = \sigma_k < 0$, oder paarweise konjugiert komplex, $p_k = \sigma_k \pm j\omega$, mit negativem Realteil $\sigma_k < 0$. Für reelle Frequenzen ω ist $p = j\omega$ rein imaginär. Laut Gleichung (4/2) setzt sich der Betrag der Übertragungsfunktion aus den Faktoren $|j\omega - p'_i|$ und $|j\omega - p_k|^{-1}$ zusammen, d. h. $|v^{\perp}|$ sinkt, wenn sich der laufende Frequenzpunkt $j\omega$ in der komplexen p-Ebene einer Nullstelle $p'_i = \sigma'_i + j\omega'_i$ nähert oder von einem Pol $p_k = \sigma_k + j\omega_k$ entfernt (siehe z. B. Bilder 5/1 b und 6/1 b). In logarithmischer Darstellung ergibt sich

$$\ln |v^{\perp}| = \ln A + \sum_{i=1}^{m} \ln |j\omega - p'_i| - \sum_{k=1}^{n} \ln |j\omega - p_k|, \qquad (4/3)$$

das heißt, die logarithmierten Beträge der einzelnen Linearfaktoren lassen sich einfach addieren bzw. subtrahieren. Das ist ein Vorteil des BODE-Diagrammes, in welchem $|v^{\perp}|$ in doppeltlogarithmischem Maßstab dargestellt wird (siehe Bild 5/1).
Für den Phasenwinkel von $v^{\perp}$ folgt aus Gl. (4/2)

$$\varphi_v = \sum_{i=1}^{m} \arctan\left(\frac{\omega_i - \omega}{\sigma_i'}\right) - \sum_{k=1}^{n} \arctan\left(\frac{\omega_k - \omega}{\sigma_k}\right) \cdot \qquad (4/4)$$

9.13. Tiefpaßglied 1. Ordnung

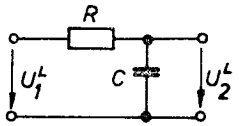
60

Beim Tiefpaßglied 1. Ordnung, z. B. nach Bild 5/1 a hat die Übertragungsfunktion nur einen negativ reellen Pol p_T

$$U_2^{\perp}/U_1^{\perp} = T_1^{\perp}(p) = \frac{1}{1 + pC_TR_T} = \frac{1}{1 - p/p_T} \quad \text{mit } p_T = -\frac{1}{C_TR_T} \qquad (4/5)$$

Für reelle Frequenzen $p = j\omega$ erhält man

$$|T_1^L| = \frac{1}{1 + (\omega / p_T)^2} \quad \text{und} \quad \varphi_T = \arctan(\omega / p_T) . \qquad (5/1)$$



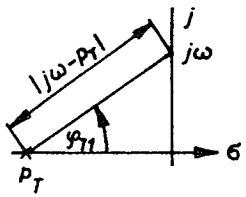


Bild 5/1 a). Tiefpaßglied 1. Ordnung
b). PN-Plan zu a)

Mit der Dämpfung $a_T/\text{dB} = 20 \log |T_1^L|$ (5/2)

folgt für $\omega \ll |p_T|$ $|T_1^L| \approx 1$, $a_T \approx 0$; , $\varphi_T \to 0$, (5/3)

und für $\omega \gg |p_T|$ $|T_1^L| \approx |p_T|/\omega$, $a_T \approx -20 \log \omega/|p_T|$, $\varphi_T \to -\pi/2$. (5/4)

Die Gleichung (5/3) für $|T_1^L|$ beschreibt eine Konstante, die Gleichung (5/4) eine Gerade mit - 45°-Anstieg im BODE-Diagramm Bild 5/2.

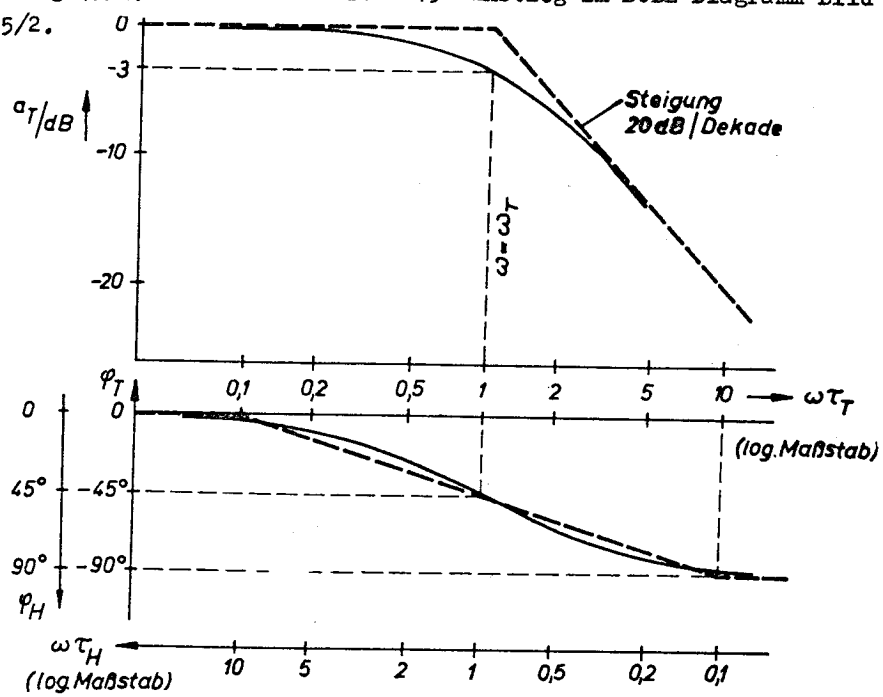


Bild 5/2 BODE-Diagramm zum Tiefpaßglied 1. Ordnung

Der Schnittpunkt der Geraden liegt bei der "Eckfrequenz" oder "Grenzfrequenz"

$$\boxed{\omega_T = -p_T = 1/C_T R_T} \quad . \tag{6/1}$$

Bei der Eckfrequenz ω_T ist

$$|T_1^L| = 1/\sqrt{2}\,, \quad a_T = -3\ \text{dB}, \quad \varphi_T = -\pi/4\ . \tag{6/2}$$

Die Eckfrequenz eines Tiefpaßgliedes 1. Ordnung kann somit auch durch den $1/\sqrt{2}$-Abfall (3 dB-Abfall) oder die 45°-Phasendrehung bestimmt werden.
Für Näherungsbetrachtungen kann die maximal 3 dB betragende Abweichung von den approximierenden Geraden vernachlässigt werden.

9.1.4. Hochpaßglied 1. Ordnung

Analog zu Abschnitt 9.1.3 gilt für ein Hochpaßglied 1. Ordnung z. B. nach Bild 6/1 a (6/3)

$$U_2^L/U_1^L = H^L(p) = \frac{pC_H R_H}{1 + pC_H R_H} = \frac{-p/p_H}{1 - p/p_H} = \frac{p}{p - p_H} \quad \text{mit } p_H = -1/C_H R_H$$

und für $\omega \gg |p_H|$: $|H_1^L| \approx 1$, $a_H \approx 0$, $\varphi_H \to 0$, (6/4)

bzw. für $\omega \ll |p_H|$: $|H_1^L| \approx \omega/|p_H|$, $a_H \approx 20 \log \omega/|p_H|$, $\varphi_H \to \pi/2$. (6/5)

Für die Eckfrequenz oder Grenzfrequenz

$$\omega_H = -p_H = 1/C_H R_H \tag{6/6}$$

gilt $|H_1^L| = 1/\sqrt{2}$, $a_H = -3$ dB , $\varphi_H = \pi/4$

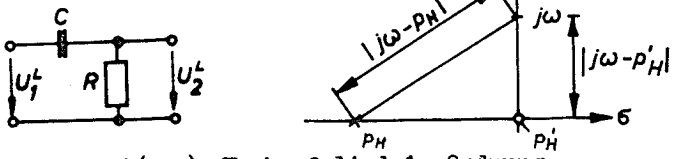


Bild 6/1 a). Hochpaßglied 1. Ordnung
b). PN-Plan zu a)

Im PN-Plan nach Bild 6/1 b ist gemäß Gl. (6/3) neben dem negativ reellen Pol p_H eine Nullstelle p'_H im Koordinatenursprung vorhanden.
Ein Vergleich der Gleichungen (4/5) und (6/3) zeigt, daß Hoch- und Tiefpaßverhalten durch die Frequenztransformation

$$\boxed{p/p_T \Longleftrightarrow p_H/p} \quad \text{bzw.} \quad \boxed{\omega/p_T \Longleftrightarrow -\,p_H/\omega} \qquad (7/1)$$

ineinander übergehen. Deshalb kann das Hochpaßverhalten bei reziprokem ω -Maßstab und negativem φ -Maßstab in Bild 5/2 mit dargestellt werden.

9.1.5. Tiefpaßglied 2. Ordnung

Ein Tiefpaß 2. Ordnung entsteht einerseits durch die Kettenschaltung zweier Tiefpaßglieder 1. Ordnung nach Gl. (4/5)

$$T_2^{\prime} = \frac{p_1}{(p - p_1)} \cdot \frac{p_2}{(p - p_2)} = \frac{1}{(1 - j\omega/\omega_1)(1 - j\omega/\omega_2)} \qquad (7/2)$$

Von der kleineren Eckfrequenz an erfolgt in der Geraden-Approximation ein 20 dB-Abfall pro Dekade, von der zweiten an ein 40 dB-Abfall pro Dekade.

Unterscheiden sich die beiden Eckfrequenzen ω_1 und ω_2 um mindestens den Faktor 3, so ist die Grenzfrequenz der Gesamtschaltung in Näherung allein durch die kleinere Eckfrequenz ω_1 oder ω_2 bestimmt, sie wird deshalb als "dominante" Eckfrequenz ω_{dom} bezeichnet. Das trifft näherungsweise auch für den 3 dB-Abfall und die -45°-Phasendrehung für $\omega = \omega_{dom}$ zu.

Fallen die Eckfrequenzen zusammen, dann liegt ein doppelter Pol vor, bei $\omega = \omega_1 = \omega_2$ tritt dann bereits ein 6 dB-Abfall und eine Phasendrehung von $-\,90^{\circ}$ auf (siehe auch Kurve 1 in Bild 8/1).

Interessant sind auch Tiefpässe 2. Ordnung mit einem konjugiert komplexen Polpaar

$$p_{1,2} = \sigma_T \pm j\omega_T \quad , \quad \sigma_T < 0 \; . \qquad (7/3)$$

Als Beispiel seien die Fälle 2 bis 4 in Bild 8/1 betrachtet.

Es zeigt sich, daß nur für $|\sigma_T| \geq \omega_T$ das Produkt der Beträge $|j\omega - p_1|\,|j\omega - p_2|$ mit steigendem ω monoton wächst, $|T_2^{\prime}|$ also monoton fällt. Der Fall 2 mit $|\sigma_T| = \omega_T$ entspricht dem für die Filtertechnik interessanten "maximal flachen" oder "Potenztyp" (siehe auch Abschnitt 14.1.1, 5. Lbf.).

Für $|\sigma_T| < \omega_T$ liegen dagegen die Pole so dicht an der $j\omega$ -Achse, daß es bei $\omega \approx \omega_T$ zu einem Minimum von $|j\omega - p_1|\,|j\omega - p_2|$, oder einem Maximum (Höcker) von $|T_2^{\prime}|$ kommt. Zwei solcher Fälle sind in den Kurven 3 und 4 dargestellt.

Die unerwünschten Frequenzabhängigkeiten in Breitbandverstärkern

resultieren im allgemeinen aus der Kettenschaltung von Tiefpaßgliedern 1. Ordnung. In gewissen Fällen, z. B. bei der Kollektorschaltung (siehe Abschnitt 9.6) treten jedoch auch konjugiert komplexe Pole auf

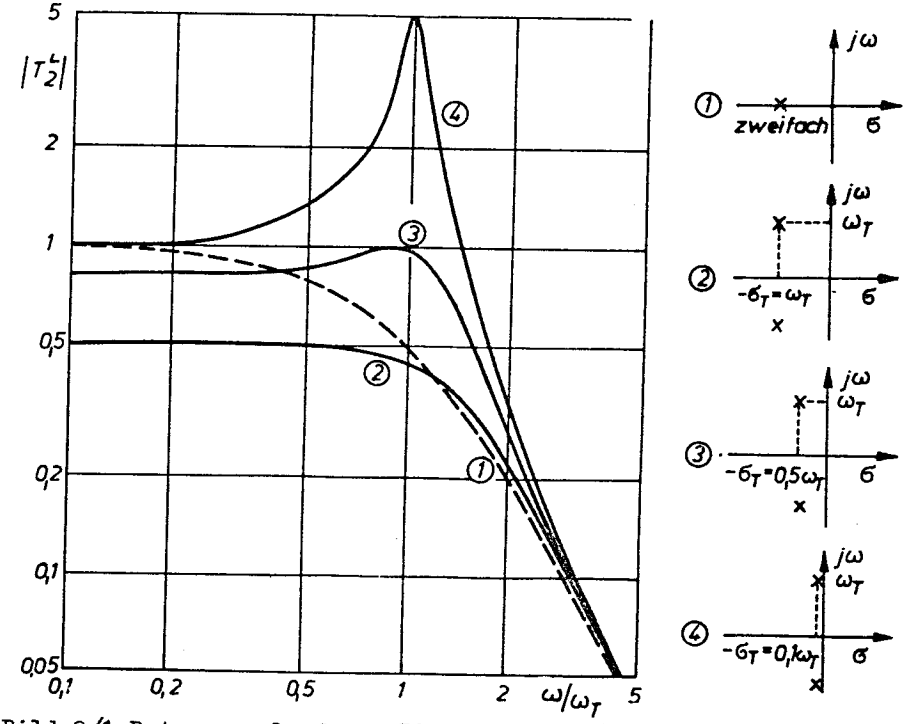


Bild 8/1 Betragsverlauf von Tiefpässen 2. Ordnung und zugehörige Polpläne

9.2. Untere Grenzfrequenz einer Verstärkerstufe

9.2.1. Untere Grenzfrequenz bei RC-Kopplung

30

Bei RC-Kopplung zweier Verstärkerstufen ergibt sich allgemein die Ersatzschaltung nach Bild 9/1.

Für die an den Eingang der 2. Stufe gelangende, frequenzabhängige Spannung gilt

$$\frac{U_{e2}^L}{U_o^L} = \frac{r_{e2}}{r_{a1} + r_{e2}} \cdot \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \, C_K (r_{e2} + r_{a1})}} \right] = \frac{r_{e2}}{r_{a1} + r_{e2}} H_1(\omega) \qquad (8/1)$$

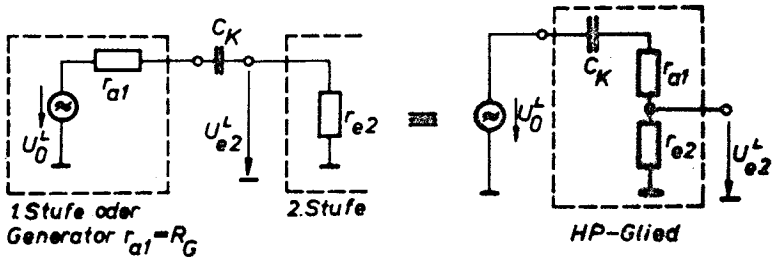


Bild 9/1 Ersatzschaltung zweier C-gekoppelter Verstärkerstufen

Der 1. Term stellt eine für $\omega \to \infty$ verbleibende Spannungsteilung dar. Der 2. Term entspricht der Spannungsübertragung des HP-Gliedes, das in Bild 9/1 besonders gekennzeichnet ist.
Die untere Grenzfrequenz infolge der frequenzabhängigen Spannungsteilung bei RC-Kopplung ergibt sich aus Gl. (8/1) zu

$$\boxed{\omega_{uK} = \frac{1}{C_K(r_{a1} + r_{e2})}} \quad . \qquad (9/1)$$

9.2.2. Untere Grenzfrequenz bei kapazitiv überbrücktem Emitterwiderstand

60

Der kapazitiv überbrückte Emitterwiderstand in der ES nach Bild 9/2 bewirkt bei niedrigen Frequenzen eine Gegenkopplung, die einen Verstärkungsabfall hervorruft.
Für die Berechnung sei zunächst vorausgesetzt, daß am Eingang der Schaltung keine zusätzliche Spannungsteilung gemäß Abschnitt 9.2.1 auftritt.

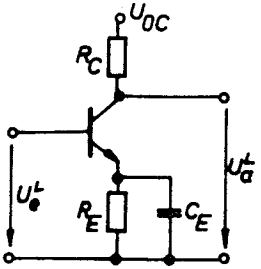


Bild 9/2 Emitterschaltung mit kapazitiv überbrücktem Emitterwiderstand

Mit Gl. (30/4), 2. Lbf. gilt

$$\frac{1}{v'^L} = \frac{1}{v} - \frac{R_E \parallel \frac{1}{j\,\omega\,C_E}}{R_C} \quad .$$

Durch einfache Umformung gewinnt man die Form

$$\frac{v'_L}{v} = \frac{R_C\,(R_E + 1/j\,\omega\,C_E)}{R_C\,R_E + (R_C - vR_E)/j\,\omega\,C_E} = \frac{1 + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_E R_E}}{1 + \dfrac{1 - vR_E/R_C}{j\,\omega\,C_E R_E}} \qquad (10/1)$$

und

$$\frac{v'_L}{v} = \left[\frac{1}{1 - j\frac{\omega_E'}{\omega}}\right](1 - j\,\frac{\omega_E}{\omega}) \qquad (10/2)$$

mit

$$\omega_E = 1/C_E\,R_E \qquad \text{und} \quad \omega_E' = \frac{(-v)}{R_C\,C_E}\left(1 - \frac{R_C}{vR_E}\right) . \qquad (10/3)$$

Unter der in der Praxis geltenden Voraussetzung $|v| >> |v_D| \approx R_C/R_E$ gilt

$$\omega_E' \approx \frac{v}{v_D}\,\omega_E \gg \omega_E . \qquad (10/4)$$

In Gl. (10/2) ist demzufolge in der Umgebung von ω_E' die Frequenzabhängigkeit des 2. Terms vernachlässigbar und die Grenzfrequenz ($1/\sqrt{2}$- Abfall der Verstärkung v' infolge Gegenkopplung durch $R_E \parallel (1/j\,\omega\,C_E)$) ist in guter Näherung durch die Grenzfrequenz des 1. Terms, der einem Hochpaß-Glied entspricht, gegeben.

$$\boxed{\omega_{uG} = \omega_E' = \frac{(-v)}{R_C\,C_E}\left(1 - \frac{R_C}{vR_E}\right) \approx \frac{(-v)}{R_C\,C_E}\left(1 - \frac{v_D}{v}\right) \approx \frac{(-v)}{R_C\,C_E}} \quad . \qquad (10/5)$$

Geht $\omega \to 0$, so wird der Betragsabfall dieses Hochpaß-Gliedes durch den 2. Term $(1 - j\,\omega_E/\omega)$ kompensiert, und es ergibt sich für $\omega = 0$ der Grenzwert

$$\frac{v}{v'} = \frac{\omega_E}{\omega_E'} = \left(\frac{1}{v} - \frac{R_E}{R_C}\right) v \approx \frac{v}{v_D} \qquad . \qquad (10/6)$$

In Bild 10/1 ist der Verlauf $\left|\frac{v'_L}{v}\right| = f(\omega)$ qualitativ dargestellt.

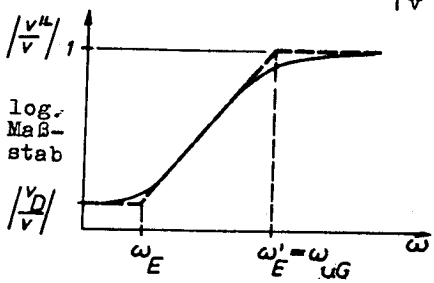


Bild 10/1
Betragsverlauf der Verstärkung bei tiefen Frequenzen

9.2.3. Resultierende Grenzfrequenz

Für den Fall, daß bei tiefen Frequenzen am Eingang eine kapazitive Spannungsteilung gemäß Bild 9/1 u n d eine frequenzabhängige Gegenkopplung gemäß Bild 9/2 auftreten, ergibt sich die Ersatzschaltung nach Bild 11/1. R_B ist der Innenwiderstand der Stromversorgungsquelle für die Basis.

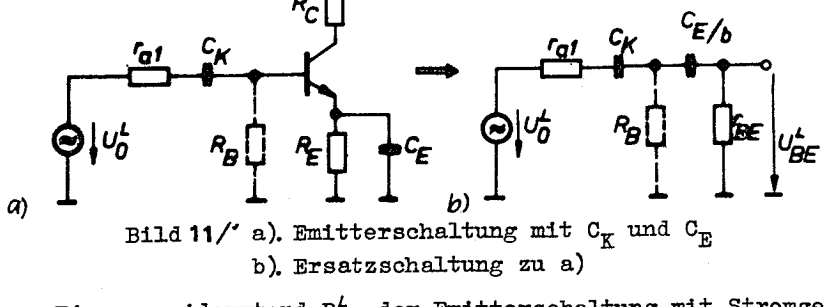


Bild 11/1 a). Emitterschaltung mit C_K und C_E
b). Ersatzschaltung zu a)

Der Eingangswiderstand R^L_{e2} der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung ergibt sich für $R_B \longrightarrow \infty$ zu

$$R^L_{e2} = r_{BE} + b\left(R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E}\right) = r_{BE} + \frac{1}{1/bR_E + j\omega C_E/b} \quad (11/1)$$

Solange $R_E \gg 1/\omega C_E$ ist, und das ist für Frequenzen in der Umgebung von $\omega_{uG} = \omega'_E$ wegen

$$\omega_E = \frac{1}{C_E R_E} \ll \omega'_E$$

erfüllt (vergl. Gl. (10/4), gilt die Näherung

$$R^L_{e2} \approx r_{BE} + \frac{1}{j\omega C_E/b} \quad (11/2)$$

und damit die Ersatzschaltung nach Bild 9/1 b.
Für die den Transistor steuernde Spannung U^L_{BE} ergibt sich dann analog zu Gl. (8/1)

$$\frac{U^L_{BE}}{U^L_o} = \frac{r_{BE}}{r_{a1} + r_{BE}} \cdot \frac{1}{1 + 1/j\omega C_{ges}(r_{a1} + r_{BE})} \quad (11/3)$$

mit der Abkürzung $$C_{ges} = \frac{C_K \cdot C_E/b}{C_K + C_E/b} \quad .$$

Daraus ergibt sich für beide Effekte nur eine resultierende Grenzfrequenz zu

$$\omega_u = \frac{1}{C_{ges}(r_{a1} + r_{BE})} \quad . \qquad (12/1$$

Diese Grenzfrequenz entspricht wegen $U_{BE}^{L} \sim U_a^{L}$ der Grenzfrequenz der gesamten Verstärkerschaltung.
Nimmt man an, daß $C_K \gg C_E/b$ und $r_{a1} \longrightarrow 0$, so wird die resultierende Grenzfrequenz sicher im wesentlichen durch den Gegenkopplungseffekt bestimmt. Aus Gl. (12/1) erhält man für diesen Fall in Übereinstimmung mit Gl. (10/5)

$$\omega_{uG} = \frac{b}{C_E\, r_{BE}} \quad . \qquad (12/2)$$

Wird dagegen $C_K \ll C_E/b$ angenommen, so ergibt sich in Übereinstimmung mit der physikalischen Anschauung aus Gl. (12/1) die Grenzfrequenz

$$\omega_{uK} = \frac{1}{C_K(r_{a1} + r_{BE})} \quad . \qquad (12/3)$$

Für praktische Abschätzungen genügt die Feststellung, daß sich die untere Grenzfrequenz der gesamten Stufe jeweils nach der höchsten der unteren Grenzfrequenzen der beteiligten Hochpaß-Glieder richtet.
Wird entgegen der eingangs getroffenen Voraussetzung R_B nicht mehr groß gegen r_{BE} angenommen, und gilt insbesondere $R_B \ll r_{BE}$, so kann näherungsweise $R_{e2}^{L} \approx R_B$ gesetzt werden und die gegenseitige Beeinflussung der beiden Effekte über den nunmehr frequenzunabhängigen Eingangswiderstand entfällt.

A 12/1 : Gegeben sei eine Schaltung nach Bild 11/1a mit den [30] Daten: $I_C = 3$ mA , $B = b = 100$, $U_T = 30$ mV ,
$R_C = 3$ kΩ , $R_E = 1$ kΩ , $R_B = 18$ kΩ .

1. Berechnen Sie C_K unter den Annahmen $C_E = \infty$, $r_{a1}=0$ so, daß $f_{uK} = 16$ Hz beträgt.
2. Berechnen Sie C_E unter der Annahme $C_K = \infty$ so, daß $f_{uG} = 16$ Hz beträgt.
3. Berechnen Sie für $R_B \gg r_{BE}$ mit den Ergebnissen nach 1. und 2. die resultierende Grenzfrequenz f_u.

L 13/1 : zu A 12/1

1. $r_{e2} = r_{BE} \parallel R_B = (U_T\, B/I_C) \parallel R_B = 0{,}95\ k\Omega$,

$$C_K = \frac{1}{2\pi f_{uK} r_{e2}} = 10\ \mu F \ .$$

2. $$C_E = \frac{-v}{2\pi f_{uG} R_C} = \frac{b}{2\pi f_{uG} r_{BE}} = 1000\ \mu F \ .$$

3. $$f_u = \frac{1}{2\pi C_{ges} r_{BE}} = 32\ Hz \ , \text{ da } C_{ges} = \frac{C_K C_E/b}{C_K + C_E/b} = 5\ \mu F .$$

9.3. Hochfreqenzverhalten des Bipolartransistors

9.3.1. HF-Ersatzschaltung nach Giacoletto

60

Die vollständige HF-Ersatzschaltung des realen Bipolartransistors in Emitterschaltung ist in Bild 13/1 gezeigt.(vergl. /1/).

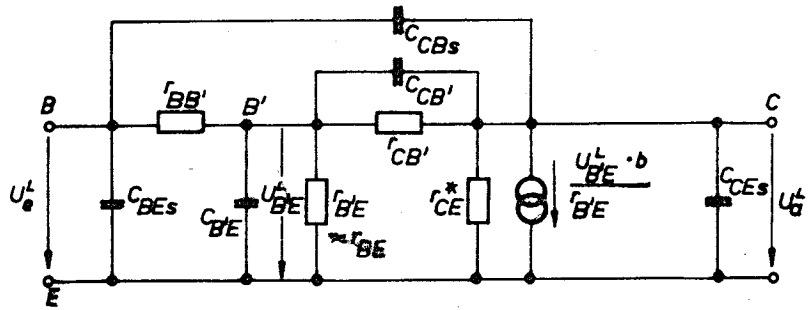


Bild 13/1 HF-Ersatzschaltung nach Giacoletto

In Bild 13/1 bedeuten:

B	äußerer Basisanschluß			
B'	innerer Basisanschluß			
$r_{BB'}$	Basisbahnwiderstand		(10.... 100)	Ω
$r_{B'E} \approx r_{BE}$	Transistoreingangswiderstand		(1 .... 10)	kΩ
$r_{CB'} \approx r_{BE}/v$	Rückwirkungswiderstand		(3 .... 30)	MΩ
$r_{CE}^* \approx r_{CE}$	Transistorausgangswiderstand		(30.... 300)	kΩ
$C_{B'E} \approx C_{de}$	Emitterdiffusionskapazität	z.B.	(10.... 30)	pF
$C_{CB'}$	Kollektorsperrschichtkapazität	z.B.	(0,5... 3)	pF
C_{CBs}	Anschlußkapazität zw. C- und B-Anschluß		< 1	pF
C_{CEs}	Anschlußkapazität zw. C- und E-Anschluß		< 1	pF
C_{BEs}	Anschlußkapazität zw. B- und E-Anschluß		< 1	pF

Daraus ergibt sich für beide Effekte nur eine resultierende Grenzfrequenz zu

$$\omega_u = \frac{1}{C_{ges}(r_{a1} + r_{BE})} \quad . \qquad (12/1)$$

Diese Grenzfrequenz entspricht wegen $U_{BE}^{L} \sim U_a^{L}$ der Grenzfrequenz der gesamten Verstärkerschaltung.

Nimmt man an, daß $C_K \gg C_E/b$ und $r_{a1} \longrightarrow 0$, so wird die resultierende Grenzfrequenz sicher im wesentlichen durch den Gegenkopplungseffekt bestimmt. Aus Gl. (12/1) erhält man für diesen Fall in Übereinstimmung mit Gl. (10/5)

$$\omega_{uG} = \frac{b}{C_E\, r_{BE}} \quad . \qquad (12/2)$$

Wird dagegen $C_K \ll C_E/b$ angenommen, so ergibt sich in Übereinstimmung mit der physikalischen Anschauung aus Gl. (12/1) die Grenzfrequenz

$$\omega_{uK} = \frac{1}{C_K(r_{a1} + r_{BE})} \quad . \qquad (12/3)$$

Für praktische Abschätzungen genügt die Feststellung, daß sich die untere Grenzfrequenz der gesamten Stufe jeweils nach der höchsten der unteren Grenzfrequenzen der beteiligten Hochpaß-Glieder richtet.

Wird entgegen der eingangs getroffenen Voraussetzung R_B nicht mehr groß gegen r_{BE} angenommen, und gilt insbesondere $R_B \ll r_{BE}$, so kann näherungsweise $R_{e2}^{L} \approx R_B$ gesetzt werden und die gegenseitige Beeinflussung der beiden Effekte über den nunmehr frequenzunabhängigen Eingangswiderstand entfällt.

A 12/1 : Gegeben sei eine Schaltung nach Bild 11/1a mit den Daten: $I_C = 3$ mA , $B = b = 100$, $U_T = 30$ mV ,

$R_C = 3$ kΩ , $R_E = 1$ kΩ , $R_B = 18$ kΩ .

1. Berechnen Sie C_K unter den Annahmen $C_E = \infty$, $r_{a1}=0$ so, daß $f_{uK} = 16$ Hz beträgt.
2. Berechnen Sie C_E unter der Annahme $C_K = \infty$ so, daß $f_{uG} = 16$ Hz beträgt.
3. Berechnen Sie für $R_B \gg r_{BE}$ mit den Ergebnissen nach 1. und 2. die resultierende Grenzfrequenz f_u.

L 13/1 : zu A 12/1

1. $r_{e2} = r_{BE} \parallel R_B = (U_T\ B/I_C) \parallel R_B = 0{,}95\ k\Omega$,

$$C_K = \frac{1}{2\pi f_{uK} r_{e2}} = 10\ \mu F \ .$$

2. $$C_E = \frac{-v}{2\pi f_{uG} R_C} = \frac{b}{2\pi f_{uG} r_{BE}} = 1000\ \mu F \ .$$

3. $$f_u = \frac{1}{2\pi C_{ges} r_{BE}} = 32\ Hz \ , \text{ da } C_{ges} = \frac{C_K C_E/b}{C_K + C_E/b} = 5\ \mu F .$$

9.3. Hochfreqenzverhalten des Bipolartransistors

9.3.1. HF-Ersatzschaltung nach Giacoletto

60

Die vollständige HF-Ersatzschaltung des realen Bipolartransistors in Emitterschaltung ist in Bild 13/1 gezeigt.(vergl. /1/).

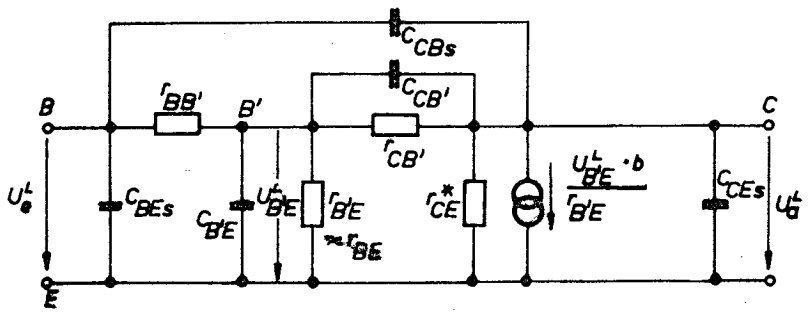


Bild 13/1 HF-Ersatzschaltung nach Giacoletto

In Bild 13/1 bedeuten:

B	äußerer Basisanschluß		
B'	innerer Basisanschluß		
$r_{BB'}$	Basisbahnwiderstand	(10.... 100)	Ω
$r_{B'E} \approx r_{BE}$	Transistoreingangswiderstand	(1 .... 10)	kΩ
$r_{CB'} \approx r_{BE}/v$	Rückwirkungswiderstand	(3 .... 30)	MΩ
$r^*_{CE} \approx r_{CE}$	Transistorausgangswiderstand	(30.... 300)	kΩ
$C_{B'E} \approx C_{de}$	Emitterdiffusionskapazität z.B.	(10.... 30)	pF
$C_{CB'}$	Kollektorsperrschichtkapazität z.B.	(0,5... 3)	pF
C_{CBs}	Anschlußkapazität zw. C- und B-Anschluß	< 1	pF
C_{CEs}	Anschlußkapazität zw. C- und E-Anschluß	< 1	pF
C_{BEs}	Anschlußkapazität zw. B- und E-Anschluß	< 1	pF

Die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung kommt bei hohen Frequenzen dadurch zustande, daß

- in Verbindung mit dem Generatorinnenwiderstand eine Spannungsteilung an den eingangsseitigen Tiefpaßgliedern stattfindet, so daß nur ein Teil der Generatorspannung an die Basis B' gelangt,
- eine kapazitive Überbrückung des Lastwiderstandes durch die ausgangsseitigen Parallelkapazitäten auftritt.

9.3.2. Grenzfrequenzen des Bipolartransistors

60

Mißt man die Beträge der Stromverstärkungen $\underset{\sim}{a}(\omega)$ und $\underset{\sim}{b}(\omega)$, so erhält man das in Bild 14/1 dargestellte Ergebnis.

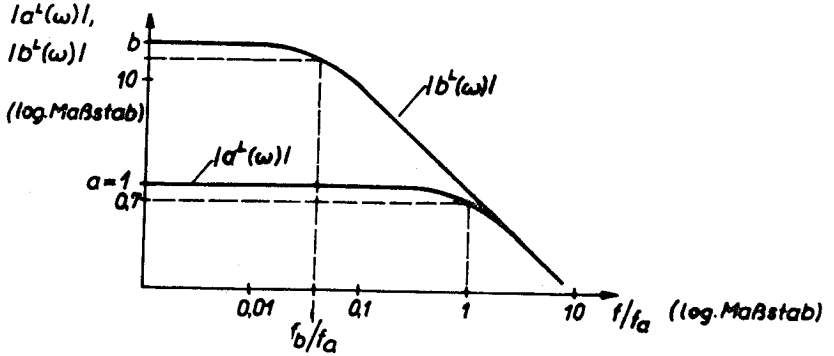


Bild 14/1 Frequenzabhängigkeit der Stromverstärkungen $a^{\sim}$, $b^{\sim}$.

Der Verlauf von $\underset{\sim}{a}(\omega)$ kann bis in die Umgebung von f_a durch ein Tiefpaßglied 1. Ordnung angenähert werden:

$$\underset{\sim}{a}(\omega) = \frac{a}{1 + jf/f_a} \quad . \qquad (14/1)$$

Für die Grenzfrequenz f_a liefert die Theorie $f_a \approx 1/2\pi\tau_B$.
τ_B ist die Basislaufzeit des inneren Transistors.
Für die Stromverstärkung $\underset{\sim}{b}(\omega)$ ergibt sich mit Gl. (14/1)

$$\underset{\sim}{b}(\omega) = \frac{\underset{\sim}{a}(\omega)}{1 - \underset{\sim}{a}(\omega)} = \frac{a}{1 - a} \cdot \frac{1}{1 + jf/(1-a)f_a} = \frac{b}{1 + jf/f_b} \qquad (14/2)$$

die Grenzfrequenz

$$\boxed{f_b = (1 - a)\, f_a \approx f_a/b} \qquad (14/3)$$

Die Grenzfrequenz f_b findet ihre physikalische Interpretation durch das Tiefpaßglied (r_{BE} , $C_{B'E}$) am Eingang der HF-Ersatzschaltung des Transistors nach Bild 13/1 .
$C_{B'E}$ wird im wesentlichen durch die sog. "Emitterdiffusionskapazität"

$$C_{de} = - \frac{\partial I_E \tau_B}{\partial U_{B'E}} = - \frac{I_E \tau_B}{U_T} = - \frac{I_E}{U_T \omega_a} \qquad (15/1)$$

gebildet.
Mit $C_{B'E} \approx C_{de}$ und $r_{BE} = \frac{U_T \, B}{-I_E}$ gilt

$$\frac{1}{C_{B'E} r_{BE}} = \frac{1}{\tau_{B'E}} = \omega_b = \frac{\omega_a}{B} = \frac{\omega_a}{b} \quad . \qquad (15/2)$$

Die sog. "Transitfrequenz" f_T ist definiert durch $|b'(f_T)| = 1$.
Da nach Gl. (14/2) für $f \gg f_b$

$$|b'(f)| \approx \frac{b \, f_b}{f} = \frac{f_a}{f}$$

gilt, ergibt sich die einfache Meßvorschrift für f_T im Gebiet $f \gg f_b$ zu

$$\boxed{f_T = f_a = f \cdot |b'(f)|} \quad . \qquad (15/3)$$

Für moderne Si-Epitaxie-Planartransistoren liegt f_T im Bereich

$$\boxed{f_T = (200 \ldots 800) \text{ MHz}} \quad . \qquad (15/4)$$

Die Grenzfrequenzen f_a, f_b, f_T, die vom Hersteller meist angegeben werden, sind Kriterien für die obere Frequenzgrenze, bis zu der der Transistor als Verstärkerbauelement ohne großen Verstärkungsverlust eingesetzt werden kann. Sie sind für den Schaltungstechniker für die zweckmäßige Auswahl der zu verwendenden Typen von Interesse. Für die Berechnung der oberen Grenzfrequenzen von Verstärkerschaltungen reichen diese Angaben jedoch nicht aus. Hierfür ist von der jeweiligen Gesamtschaltung auszugehen.

9.4. Obere Eckfrequenzen der Emitterschaltung

9.4.1. Vollständige Übertragungsfunktion

Beschreibt man den Transistor durch die Giacoletto-Ersatzschaltung, wobei $r_{BB'} = 0$, $r_{CB} = \infty$ und $C_{CEs}=C_{BEs}=C_{CBs}=0$ angenommen sei, und setzt einen Generator mit R_G und C_G, sowie eine Last mit R_L und C_L voraus, so ergibt sich die Ersatzschaltung nach Bild 16/1 a.

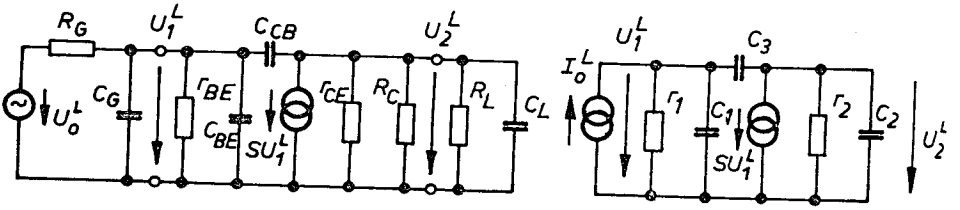


Bild 16/1 a). Ersatzschaltung einer Emitterstufe
b). vereinfachte Ersatzschaltung zu a)

Durch Umwandlung des Generators in eine Ersatzstromquelle und Zusammenfassungen nach

$$r_1 = R_G \| r_{BE} \quad , \qquad C_1 = C_G + C_{BE} \quad ,$$
$$r_2 = r_{CE} \| R_C \| R_L \quad , \qquad C_2 = C_L \; , \; C_3 = C_{CB} \; , \qquad (16/1)$$

entsteht die Schaltung nach Bild 16/1 b.
Die Knotenspannungsanalyse liefert

$$\left(\frac{1}{r_1} + pC_1\right) U_1^L + pC_3(U_1^L - U_2^L) = I_o^L \qquad \Big| \cdot r_1$$
$$\left(\frac{1}{r_2} + pC_2\right) U_2^L + SU_1^L + pC_3(U_2^L - U_1^L) = 0 \qquad \Big| \cdot r_2 \; ,$$

$$\left[1 + pr_1(C_1 + C_3)\right] \cdot U_1^L - pC_3 \cdot U_2^L = I_o r_1$$
$$(Sr_2 - pC_3 r_2) \cdot U_1^L + \left[1 + pr_2(C_2 + C_3)\right] \cdot U_2^L = 0 \; ,$$

woraus schließlich folgt

$$\frac{U_2^L}{I_o^L} = \frac{-(S - pC_3)\, r_1 r_2}{\left[1 + pr_1(C_1+C_3)\right]\left[1 + pr_2(C_2+C_3)\right] + pSr_1r_2C_3 - p^2 r_1 r_2 C_3^2} \qquad (16/2)$$

Da die Nullstelle des Zählers $p' = S/C_3$ im allgemeinen groß gegenüber dem Betrag der Nullstellen des Nenners ist und deshalb erst bei viel höheren Frequenzen zur Wirkung kommt, bestimmt der Nenner N im interessierenden Frequenzbereich das Übertragungsverhalten. Mit den Abkürzungen

$$\tau_1 = r_1(C_1 + C_3) \quad , \quad \tau_S = Sr_1r_2C_3 \quad ,$$
$$\tau_2 = r_2(C_2 + C_3) \quad , \quad \tau_3^2 = r_1r_2C_3^2 \quad , \qquad (17/1)$$

lautet der Nenner

$$N = 1 + \underbrace{(\tau_1 + \tau_2 + \tau_S)}_{a_1} p + \underbrace{(\tau_1\tau_2 - \tau_3^2)}_{a_2} p^2 \, , \qquad (17/2)$$

oder

$$N = a_0 + a_1 \cdot p + a_2 \cdot p^2 \, . \qquad (17/3)$$

Die Nullstellen der Gleichung (17/3) sind

$$p_{1,2} = -\frac{a_1}{2a_2} \pm \sqrt{\left(\frac{a_1}{2a_2}\right)^2 - \frac{a_0}{a_2}} = -\frac{a_1}{2a_2}\left[1 \mp \sqrt{1 - \frac{4a_0a_2}{a_1^2}}\right] \, . \qquad (17/4)$$

Für $4a_0a_2 \ll a_1^2$ kann man die genäherte Beziehung

$$p_{1,2} \approx -\frac{a_1}{2a_2}\left[1 \mp \left(1 - \frac{2a_0a_2}{a_1^2}\right)\right] \quad ,$$

d,h, die Beziehungen

$$p_1 \approx -\frac{a_0}{a_1} \qquad (17/5a) \qquad p_2 \approx -\frac{a_1}{a_2} \qquad (17/5b)$$

verwenden.

Der Pol p_1 mit dem niedrigsten Betrag macht sich mit zunehmender Frequenz zuerst bemerkbar, er wird daher als "dominanter" Pol bezeichnet.

Auf die Emitterschaltung mit dem Nennerpolynom der Übertragungsfunktion nach Gl. (17/2) angewendet, ergeben sich grundsätzlich negativ reelle Pole, so daß sich die Eckfrequenzen nach den Gleichungen (7/2) und (17/4) ergeben

$$\omega_{1,2} = -p_{1,2} = \frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_S}{2(\tau_1\tau_2 - \tau_3^2)}\left[1 \mp \sqrt{1 - \frac{4(\tau_1\tau_2 - \tau_3^2)}{(\tau_1+\tau_2+\tau_S)^2}}\right] \, . \qquad (17/6)$$

Unter der Voraussetzung $4(\tau_1\tau_2 - \tau_3^2) \ll (\tau_1+\tau_2+\tau_S)^2$ gilt mit

Gl. (17/5a) die Näherung

$$\omega_1 = -p_1 \approx \frac{1}{\tau_1+\tau_2+\tau_s} \quad . \qquad (18/1)$$

Diese niedrigste und als dominant bezeichnete Eckfrequenz bestimmt die Grenzfrequenz des gesamten Verstärkers.
Die zweite Eckfrequenz ω_2 liegt voraussetzungsgemäß wesentlich höher

$$\omega_2 = -p_2 \approx \frac{\tau_1+\tau_2+\tau_s}{\tau_1\cdot\tau_2-\tau_3^2} \quad . \qquad (18/2)$$

Diese Ergebnisse werden im Abschnitt 9.3.3 an einem Zahlenbeispiel erläutert.

9.4.2. Abschätzung der dominanten Eckfrequenz

In der Schaltung nach Bild 18/1 ist die Kapazität C_3 durch die dynamischen Ersatzkapazitäten

$$C_3' = C_3(1-\underline{v}) \quad , \quad C_3'' = C_3(1-\frac{1}{\underline{v}})$$

ersetzt.

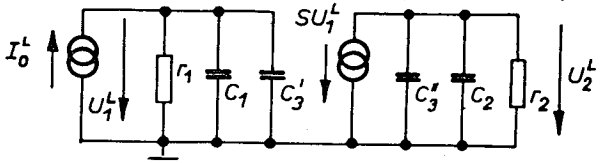


Bild 18/1 Ersatzschaltung der Emitterschaltung mit dynamischen Ersatzkapazitäten

Es entstehen zwei getrennte RC-Glieder, ein eingangsseitiges aus r_1 und (C_1+C_3'), in welches also der Generator bzw. die Ausgangsseite der vorgeschalteten Stufe mit eingeht, und ein ausgangsseitiges aus r_2 und (C_2+C_3''), in welches die Last, bzw. die Eingangsseite der nachfolgenden Stufe mit eingeht.
Die Eckfrequenzen der Tiefpaßglieder nach Bild 18/1 sind

$$\omega_a \approx \frac{1}{r_2(C_2+C_3)} \approx \frac{1}{\tau_2} \qquad \text{für } |\underline{v}| \gg 1 \qquad (18/3)$$

und

$$\omega_e \approx \frac{1}{r_1[C_1+C_3(1-\underline{v})]} \quad . \qquad (18/4)$$

Bei ω_e ist zu beachten, daß für $\omega \gtrapprox \omega_a$ die Verstärkung

$v^{L} = -S[r_2 \| (C_2+C_3)]$ komplex wird, so daß C_3' keine reine Kapazität bleibt, sondern auch einen Wirkleitwert aufweist. Diesen Effekt kann man dadurch ausschließen, daß man für die Betrachtung des eingangsseitigen Tiefpaßgliedes $\omega \ll \omega_a$ voraussetzt, so daß $v = -Sr_2$ bleibt und

$$\omega_e = \frac{1}{r_1(C_1+C_3) + Sr_1r_2C_3} = \frac{1}{\tau_1+\tau_S} \qquad (19/1)$$

folgt.

Vergleicht man ω_e und ω_a mit der wirklichen, dominanten Eckfrequenz ω_1, in der außer für $\omega_2 \to \omega_1$ immer gültigen Näherung nach Gl. (18/1), so erkennt man, daß

für $\tau_2 \ll (\tau_1+\tau_S)$ $\quad \omega_1 \approx \frac{1}{\tau_1+\tau_S} = \omega_e$ (19/2)

und für $\tau_2 \gg (\tau_1+\tau_S)$ $\quad \omega_1 \approx \frac{1}{\tau_2} = \omega_a$ (19/3)

gilt.

Für $\omega_e \ll \omega_a$ stellt also ω_e, für $\omega_e \gg \omega_a$ stellt ω_a eine erste Näherung für die dominante Eckfrequenz ω_1 dar. Die vereinfachte Betrachtung auf der Grundlage des Bildes 18/1 ist also für einen hinreichenden Unterschied von ω_e und ω_a zulässig.

Genauere Ergebnisse liefern die Gleichung (18/1) bzw die exakte Gleichung (17/6). Die Bestimmung der zweiten Eckfrequenz ist mit den hier gemachten Annahmen nicht möglich.

9.4.3. Zahlenbeispiel

Für die Zahlenwerte $r_1 = R_G \| r_{BE} = r_2 = R_C \| r_{CE} \| R_L = 3$ kOhm,
$Sr_2 = br_2/r_{BE} = 50$,
$C_1 = C_{BE}+C_G = 10$ pF, $C_3 = C_{CB} = 1$ pF ,
wurden bei veränderlichem $C_2 = C_{CE} + C_L = (0{,}5 \ldots 50)C_1$
die Eckfrequenzen ω_1 und ω_2 , sowie ω_e und ω_a normiert auf $1/\tau_1$ ermittelt und in Bild 20/1 dargestellt.

Die an Ende des Abschnittes 9.4.2 gemachten Aussagen bestätigen sich. Ferner sei bemerkt, daß sich $\omega_e \ll \omega_a$ für $C_1 = C_2$ ergibt, da C_1 durch die dynamische Eingangskapazität C_3' stark vergrößert ist.

Interessant ist der folgende Effekt. Wählt man als Lastkapazität die Eingangskapazität einer identischen Emitterstufe, $C_L = (C_1+C_3')$, dann beschreibt die Übertragungsfunktion gerade die Frequenzab-

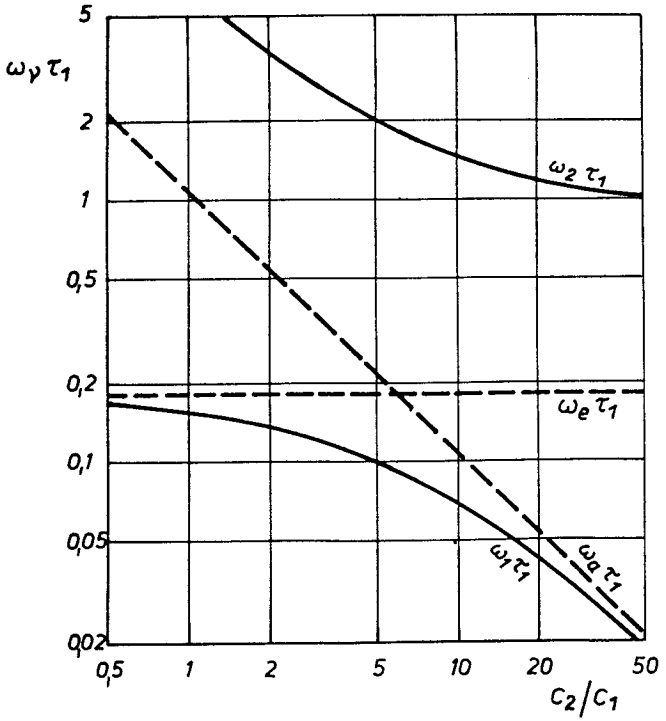


Bild 20/1 Auf $1/\tau_1$ normierte Eckfrequenzen über C_2/C_1 für die o. g. Zahlenwerte

hängigkeit von zwei gleichen Stufen. Sie berücksichtigt nämlich die Ausgangsseite der vorhergehenden Stufe, die eigentlich betrachtete Stufe und die Eingangsseite der folgenden Stufe. Man könnte deshalb zwei gleiche Eckfrequenzen $\omega_1 = \omega_2$ erwarten. Tatsächlich ist hier für $C_2 = C_L = (C_1 + C_3') = (C_1 + Sr_2C_3) = 6,1C_1$ zwar $\omega_e = \omega_a$, aber die tatsächlichen Eckfrequenzen ω_1 und ω_2 unterscheiden sich erheblich.
Zur Klärung des Sachverhaltes wurden die Eckfrequenzen unter der Nebenbedingung $\omega_e = \omega_a$ bei veränderlicher Rückwirkungskapazität $C_3 = (0,001 \ldots 10)C_1$ ermittelt und in Bild 21/1 dargestellt.

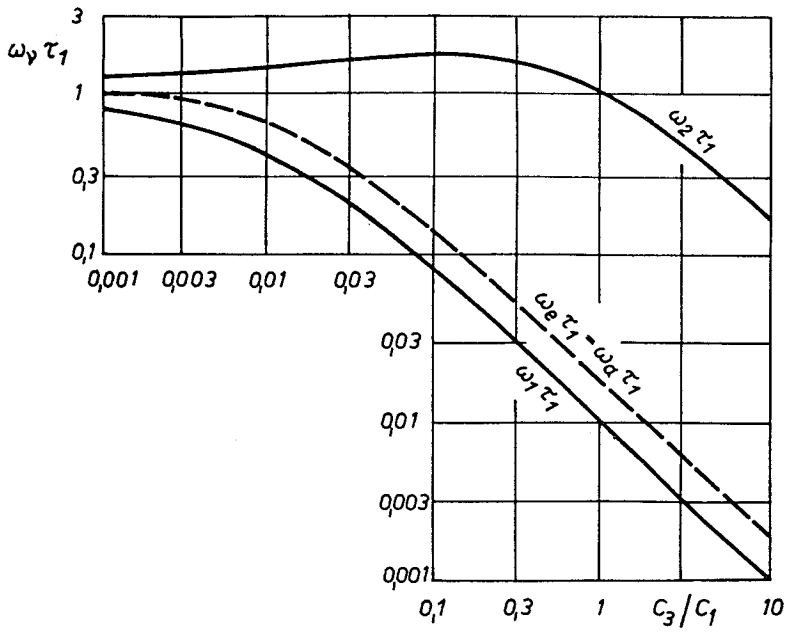


Bild 21/1 Auf $1/\tau_1$ normierte Eckfrequenzen über C_3/C_1 unter der Nebenbedingung $\omega_e = \omega_a$

Es zeigt sich, daß nur für $C_3 \to 0$ ω_2 gegen ω_1 geht. Bei zunehmender Rückkoppelkapazität C_3 dagegen laufen ω_1 und ω_2 auseinander. Die Kettenschaltung zweier gleicher Verstärkerstufen weist also nur bei verschwindender Rückkoppelkapazität zwei gleiche Eckfrequenzen auf, mit zunehmender Rückkoppelkapazität wird vor allem eine der Eckfrequenzen herabgesetzt. Diese Polaufspaltung ist im Hinblick auf die Frequenzgangkompensation (siehe Abschnitt 12.1.3 4. Lbf.) ein glücklicher Umstand und wird z. B. in modernen Operationsverstärkern ausgenutzt.

9.5. Obere Eckfrequenzen der Basisschaltung und Vergleich mit der Emitterschaltung

Die HF-Ersatzschaltung einer Verstärkerstufe in Basisschaltung ist in Bild 22/1 a angegeben.

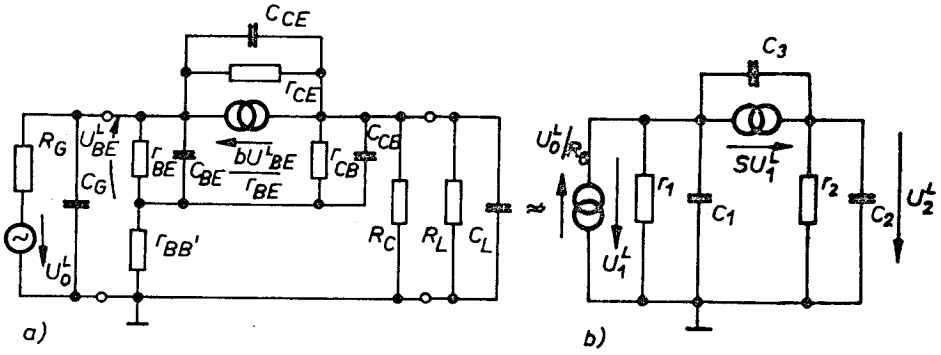


Bild 22/1 a). HF-Ersatzschaltung einer Verstärkerstufe in Basisschaltung
b). Genäherte Ersatzschaltung zu a)

Mit der Vernachlässigung von $r_{BB'}$, r_{CE}, C_{BEs} und C_{CBs} folgt die in Bild 22/1 b dargestellte genäherte Ersatzschaltung, die als Ausgangspunkt für die Rechnung dient. Dabei wurden noch die Abkürzungen verwendet

$$r_1 = R_G \| r_{BE} \quad , \qquad C_1 = (C_{BE} + C_G) \quad ,$$
$$r_2 = R_C \| R_L \quad , \qquad C_2 = (C_{CB} + C_L) \quad ,$$
$$C_3 = C_{CEs} = C_{CE} \quad .$$

Aus den Knotengleichungen

$$\frac{U^L_0}{R_G} - \left[\frac{1}{r_1} + p(C_1 + C_3) + S\right] \cdot U^L_1 + pC_3\, U^L_2 = 0 \,, \qquad (22/1)$$

$$-\left[S + pC_3\right] U^L_1 + \left[p(C_2 + C_3) + \frac{1}{r_2}\right] \cdot U^L_2 = 0 \qquad (22/2)$$

ergibt sich die Spannungsübertragung

$$\frac{U_2^L}{U_o^L} = \frac{r_1 r_2 S(1 + pC_3/S)/R_G}{(1+Sr_1)+p\left[(C_1+C_3)r_1+(C_2+C_3)r_2+r_1r_2SC_2\right]+p^2r_1r_2(C_1C_2+C_1C_3+C_2C_3)} \qquad (23/1)$$

bzw.

$$\frac{U_2^L}{U_o^L} = \frac{r_1 r_2 S(1 + pC_3/S)}{R_G(a_2p^2 + a_1p + a_o)} \quad , \qquad (23/2)$$

mit den Koeffizienten

$$a_2 = r_1r_2(C_1C_2 + C_2C_3 + C_1C_3) \quad , \qquad (23/3a)$$

$$a_1 = \left[r_2C_2(1+Sr_1) + r_1(C_1+C_3) + r_2C_3\right] \quad , \qquad (23/3b)$$

$$a_o = (1 + Sr_1) \quad . \qquad (23/3c)$$

Für die Nullstelle des Zählers ergibt sich

$$-p_o' = \omega_o' = 2\pi f_o' = \frac{1}{C_3S} = \frac{1}{C_{CE}\, r_{BE}/b} \quad . \qquad (23/4)$$

Wegen des niedrigen Eingangswiderstandes der Basisschaltung r_{BE}/b von nur einigen Ohm und des praktisch kleinen Wertes der Kapazität C_{CE} wird die Nullstelle erst bei sehr hohen Frequenzen wirksam.

Die Eckfrequenzen der Basisschaltung ergeben sich nach Gl. (17/4) aus den Nullstellen des Nennerpolynoms von Gl. (23/2).

Unter Berücksichtigung der Näherung $4a_oa_2 \ll a_1^2$, die für praktische Schaltungen meist erfüllt ist (siehe Zahlenbeispiel), folgen die Beziehungen

$$-p_1 = \omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{a_o}{a_1} = \frac{1}{r_2C_2 + \dfrac{r_1(C_1+C_3)+C_3r_2}{1 + Sr_1}} \quad , \qquad (23/5)$$

$$-p_2 = \omega_2 = 2\pi f_2 = \frac{a_1}{a_2} = \frac{r_2C_2(1+Sr_1) + r_1(C_1+C_3) + r_2C_3}{r_1r_2(C_1C_2+C_2C_3+C_1C_3)} \quad . \qquad (23/6)$$

Wegen $(1 + Sr_1) = \dfrac{b + r_{BE}/R_G}{1 + r_{BE}/R_G} \gg 1$ für $b \gg 1$ wird der 2. Term im Nenner von Gleichung (23/5) oft vernachlässigbar sein, so daß die dominierende Eckfrequenz nach der einfachen Beziehung

$$\boxed{\omega_1 = 2\pi f_1 \approx 1/r_2 C_2} \qquad (24/1)$$

abgeschätzt werden kann.

ω_1 ist die in der Hauptsache durch das ausgangsseitige Tiefpaßglied (vergl. Bild 22/1 b) verursachte Eckfrequenz.

Für eine praktische Schaltung mit den Daten

$$r_{BE} = R_G = R_C = R_L = 2 \text{ kOhm}, \quad b = 100 ,$$

$$C_1 = 20 \text{ pF} , \; C_2 = 5 \text{ pF}, \; C_3 = 2 \text{ pF}$$

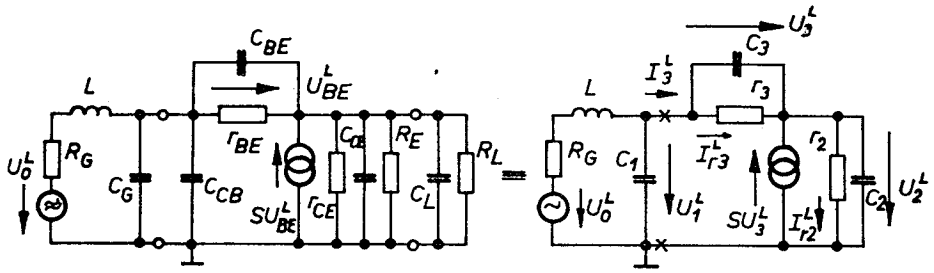
ergibt sich zunächst $r_1 = r_2 = 1$ kOhm und $Sr_1 = 50$.
Die Nullstelle nach Gl. (23/4) liegt dann bei $f_o' = 0{,}4 \cdot 10^{10}$ Hz.
Die Bedingung $4a_o a_2/a_1^2 \ll 1$ ist mit $0{,}39 < 1$ erfüllt.
Nach Gleichung (23/5) folgt die dominante Eckfrequenz zu
$f_1 = 29{,}1$ MHz, nach der Näherungsbeziehung Gl. (24/1) ergibt sich
$f_1 = 31{,}8$ MHz.
Für f_2 erhält man mit der Gleichung (23/6) den Zahlenwert
$f_2 = 870$ MHz.

Mit diesem Beispiel ist die Berechtigung der durchgeführten Näherungen nachgewiesen.
Die dominante Eckfrequenz f_1 hat bei einer Basisschaltung etwa die gleiche Größe wie die des ausgangsseitigen Tiefpaßgliedes einer gleichartig belasteten Emitterschaltung.
Wesentliche Unterschiede stellen sich allerdings ein, wenn zwei gleichartige Schaltungen in Kette geschaltet werden.

9.6. Obere Eckfrequenzen und Schwingneigung der Kollektorschaltung

60

Für die Berechnung der frequenzabhängigen Verstärkung der Kollektorschaltung geht man von der Ersatzschaltung nach Bild 25/1 a aus. Dabei ist eine parasitäre Induktivität L berücksichtigt worden, da diese eine in der Praxis störende Schwingneigung hervorrufen kann, die noch speziell behandelt wird.



a) b)

Bild 25/1 a). HF-Ersatzschaltung der Kollektorschaltung
b). Vereinfachte Ersatzschaltung zu a)

Unter Vernachlässigung von $r_{CE} \gg R_E \| R_L$ und bei Verwendung folgender Abkürzungen bzw. Indizes

$$r_2 = R_E \| R_L \quad , \qquad C_1 = C_G + C_{CB} \quad ,$$
$$r_3 = r_{BE} \quad , \qquad C_2 = C_{CE} + C_L \quad ,$$
$$U^L_3 = U^L_1 - U^L_2 \quad , \qquad C_3 = C_{BE}$$

erhält man die Ersatzschaltung nach Bild 25/1 b, die als Ausgangspunkt für die Rechnung dient.
Aus den Knotengleichungen

$$\frac{U^L_0 - U^L_1}{R_G + pL} + pC_1 \cdot U^L_1 + \frac{U^L_1 - U^L_2}{R^L_3} = 0 \quad \text{mit} \quad R^L_3 = \frac{r_3}{1 + pr_3C_3} \qquad (25/1)$$

$$\frac{U^L_1 - U^L_2}{R^L_3} + S(U^L_1 - U^L_2) - \frac{U^L_2}{R^L_2} = 0 \quad \text{mit} \quad R^L_2 = \frac{r_2}{1 + pr_2C_2} \qquad (25/2)$$

erhält man durch einfache Zwischenrechnungen den Ausdruck für die Spannungsübertragung

$$\frac{U^L_2}{U^L_0} = \frac{r_2(1 + Sr_3 + pr_3C_3)}{A_3p^3 + A_2p^2 + A_1p + A_0} \qquad (25/3)$$

mit den Koeffizienten des Nennerpolynoms

$$A_3 = L\,(C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)r_2r_3 \quad , (26/1)$$

$$A_2 = L\left[r_2(C_1+C_2)+r_3(C_1+C_3)+Sr_2r_3C_1\right]+R_Gr_2r_3(C_1C_2+C_1C_3+C_2C_3) \quad , (26/2)$$

$$A_1 = L + R_G\left[r_2(C_1+C_2)+r_3(C_1+C_3)+Sr_2r_3C_1\right]+ r_2r_3(C_2+C_3) \quad , (26/3)$$

$$A_o = R_G + r_2 + r_3 + Sr_2r_3 \quad . (26/4)$$

Ersetzt man S durch $S = b/r_3$ und setzt außerdem $b \gg 1$ voraus, so erhält man aus den Gl. (26/2) bis (26/4) die genäherten Koeffizienten A_2 bis A_o zu

$$A_2 = L\left[r_3C_3+r_2C_2+C_1(br_2+\underline{r_3})\right] + R_Gr_2r_3(C_1C_2+C_1C_3+C_2C_3) \quad , (26/5)$$

$$A_1 = L + R_G\,r_2C_2+r_3C_3+C_1(br_2+\underline{r_3}) + r_2r_3(C_2+C_3) \quad , (26/6)$$

$$A_o = R_G = \underline{r_3} + br_2 \quad . (26/7)$$

Die unterstrichenen Werte $\underline{r_3}$ können unter Umständen ebenfalls noch vernachlässigt werden.

9.6.1. Obere Eckfrequenzen der Kollektorschaltung

90

Hierfür wird der Fall $L = 0$ vorausgestzt. Die Gleichung (25/3) nimmt mit $S = b/r_3$ und $b \gg 1$ dann die Form an

$$\frac{U_2^L}{U_o^L} = \frac{r_2(b + pr_3C_3)}{a_2p^2 + a_1p + a_o} \quad , \qquad (26/8)$$

wobei die Koeffizienten a_2 und a_1 aus den Gl. (26/5) und (26/6) für $L = 0$ hervorgehen und $a_o = A_o$ durch Gl. (26/7) gegeben ist.

$$a_2 = R_Gr_2r_3(C_1C_2+C_1C_3+C_2C_3) \quad , (26/9)$$

$$a_1 = R_G\left[r_2C_2+r_3C_3+C_1(br_2+r_3)\right] + r_2r_3(C_2+C_3) \quad , (26/10)$$

$$a_o = A_o = R_G + r_3 + br_2 \quad . (26/11)$$

Die Nullstelle der Spannungsübertragung liegt bei der Frequenz

$$2\pi f_o' = \omega_o' = -p_o = \frac{1}{C_3r_3/b} = \frac{1}{C_{BE}\,r_{BE}/b} \quad . \qquad (26/12)$$

Sie wird wegen des relativ kleinen Wertes von r_{BE}/b erst bei sehr hohen Frequenzen wirksam.
Beschränkt man sich zunächst auf diejenigen Wertekombinationen C_1, C_2, r_2, r_3, b und R_G, für die

$$4a_0a_2/a_1^2 \ll 1 \qquad (27/1)$$

gilt, so existieren nur negativ reelle Pole $p_{1,2}$ und es lassen sich die Näherungsbeziehungen nach Gl. (17/5a,b) verwenden.
Für die Eckfrequenzen ω_1 und ω_2 erhält man dann unter Berücksichtigung der Gleichungen (26/9),(26/10) und (26/11)

$$\omega_1 \approx \frac{a_0}{a_1} = \frac{R_G + r_3 + br_2}{R_G[r_2C_2+r_3C_3+C_1(br_2+r_3)] + r_2r_3(C_2+C_3)}, \qquad (27/2)$$

$$\omega_2 \approx \frac{a_1}{a_2} = \frac{R_G[r_2C_2+r_3C_3+C_1(br_2+r_3)] + r_2r_3(C_2+C_3)}{R_Gr_2r_3(C_1C_2+C_1C_3+C_2C_3)} \qquad (27/3)$$

ω_1 ist voraussetzungsgemäß die dominante Eckfrequenz.
Leicht überschaubar ist der Fall $R_G = 0$. Dann gilt $a_2 = 0$ und $\omega_2 \longrightarrow \infty$, es existiert nur eine Eckfrequenz

$$\omega_{10} = \frac{r_3 + br_2}{r_2r_3(C_2+C_3)} \approx \frac{1}{(C_2+C_3)\ r_3/b} = \frac{1}{(C_{CE}+C_{BE}+C_L)\ r_{BE}/b}, \qquad (27/4)$$

die anschaulich als Grenzfrequenz des ausgangsseitigen Tiefpaßgliedes zu deuten ist, welches aus der Parallelschaltung von C_2 und C_3 und dem Ausgangswiderstand der Kollektorschaltung r_{BE}/b gebildet wird (vergl. Bild 27/1).

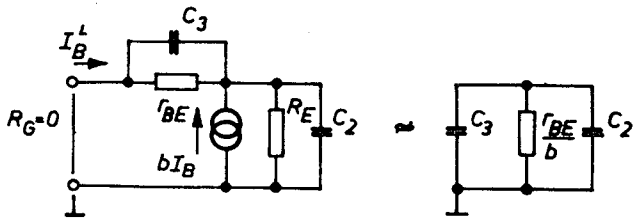


Bild 27/1 Ersatzschaltung zur Deutung der dominanten Eckfrequenz der Kollektorschaltung für $R_G = 0$

Für $R_G \neq 0$ ist die Bedingung (27/1) schlecht überschaubar, so daß spezielle Zahlenwerte gewählt werden müssen. Dabei zeigt sich, daß für bestimmte Wertekombinationen die Gleichung (27/1) nicht erfüllt ist, d. h. daß konjugiert komplexe Pole auftreten, die die im Abschnitt 9.1.5 behandelte Frequenzabhängigkeit der Spannungsübertragung hervorrufen.

Als Beispiel seien $r_1 = r_2 = r_3 = R_G = 2$ kOhm, $b = 100$,

$C_1 = 2$ pF, $C_3 = 20$ pF

fest vorgegeben.

Die Kapazität C_2, die im wesentlichen durch die Lastkapazität C_L gebildet wird, sei als unabhängige Veränderliche angesehen. Dann ergibt sich die in Bild 28/1 angegebene Wanderung der Pole.

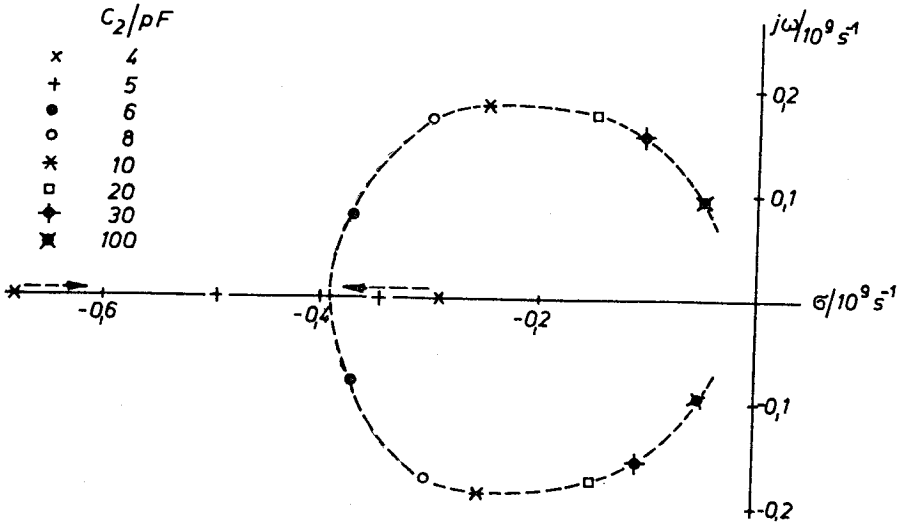


Bild 28/1 Lage der Pole als Funktion von C_2 bei der Kollektorschaltung

9.6.2. Schwingneigung der Kollektorschaltung

90

Betrachtet man den Eingangswiderstand der Kollektorschaltung bezüglich der Klemmen (*, *) in Bild 25/1 b, so läßt sich folgendes

feststellen: Der Strom $I^{\perp}_{r3}$ eilt dem Gesamtstrom $I^{\perp}_{3}$ für $\omega > 1/r_3C_3$ um mehr als 45° nach. Durch die Parallelschaltung von r_2 und C_2 fließt näherungsweise der Strom $bI^{\perp}_{r3}$, wobei für $\omega > 1/r_2C_2$ der Strom $I^{\perp}_{r2}$ dem Gesamtstrom $bI^{\perp}_{r3}$ wiederum um mehr als 45° nacheilt, so daß die Spannung $U^{\perp}_{1} \approx U^{\perp}_{2} = I^{\perp}_{r2} \cdot r_2$ dem Eingangsstrom $I^{\perp}_{3}$ um mehr als 90° nacheilt.
Wie aus dem Zeigerbild Bild 29/1 ersichtlich ist, entspricht dies einem Eingangswiderstand mit einer negativen Wirk- und einer kapazitiven Blindkomponente.

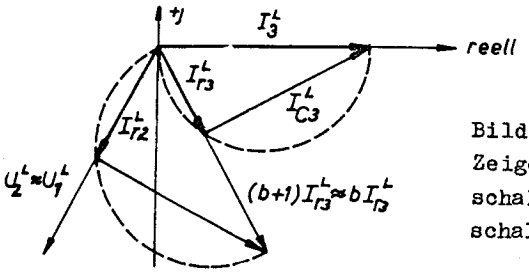


Bild 29/1
Zeigerbild zur Ersatzschaltung der Kollektorschaltung

Bei Existenz einer parasitären Induktivität L am Eingang der Kollektorschaltung entsteht ein Reihenschwingkreis, der in Verbindung mit dem o. g. negativen Wirkwiderstand und dem Generatorwiderstand R_G einen Gesamtwiderstand von $r_{ges} \leqq 0$ besitzen kann, so daß ungedämpfte Schwingungen auftreten können.
Eine genaue Analyse ist mit Hilfe der Gleichungen (25/3) und (26/1) bis (26/4) vorzunehmen.
Für die 3 Wurzeln des Nennerpolynoms von Gl. (25/3) gilt (vergl. Bild 29/2)

$$p_1 = \sigma_1 + j\omega_1$$

$$p_2 = \sigma_1 - j\omega_1 \,, \quad (\sigma < 0)$$

$$p_3 = \sigma_3$$

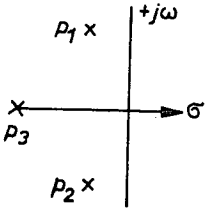


Bild 29/2
Lage der Wurzeln des Nennerpolynoms

Damit folgt

$$(p-p_1)(p-p_2)(p-p_3) = p^3-(2\sigma_1+\sigma_3)p^2-(\sigma_1^2+\omega_1^2+2\sigma_1\sigma_3)p-(\sigma_1^2+\omega_1^2)\sigma_3$$

$$= p^3 + \frac{A_2}{A_3}p^2 + \frac{A_1}{A_3}p + \frac{A_o}{A_3} = 0 \quad . \qquad (20/1)$$

Durch einen Koeffizientenvergleich findet man die Gleichungen

$$-(\sigma_3 + 2\sigma_1) = A_2/A_3 \quad , \qquad (30/2)$$

$$(\sigma_1^2 + \omega_1^2 + 2\sigma_1\sigma_3) = A_1/A_3 \quad , \qquad (30/3)$$

$$-(\sigma_1^2 + \omega_1^2)\sigma_3 = A_o/A_3 \quad . \qquad (30/4)$$

Die Schwingbedingung ist für $\sigma_1 = 0$ erfüllt, d. h. laut Gl. (30/2) für

$$2\sigma_1 = \frac{A_2}{A_3} + \sigma_3 = 0 \quad . \qquad (30/5)$$

Unter der Bedingung $\sigma_1 = 0$ folgt aus der Gl. (30/3) die Schwingfrequenz

$$\boxed{\omega_1^2 = A_1/A_3} \quad , \qquad (30/6)$$

so daß mit den Gl. (30/4) und (30/6) $\sigma_3 = -A_o/A_1$ folgt, damit ergibt sich die Gl. (30/5) in der Form

$$\boxed{\frac{A_2}{A_3} - \frac{A_o}{A_1} = 0} \quad \text{bzw.} \quad \boxed{A_1A_2 - A_oA_3 = 0} \quad . \qquad (30/7)$$

In Anbetracht der unübersichtlichen Ausdrücke für die Koeffizienten A_o bis A_3, ist eine allgemeine Auswertung der Gleichungen für die Schwingbedingung und die Schwingfrequenz hier nicht sinnvoll. Es sollen lediglich einige charakteristische Spezialfälle untersucht werden.

Für $C_2 = 0$ läßt sich zeigen, daß die Gl. (30/7) unabhängig von der Wahl der übrigen Bauelemente niemals erfüllt werden kann, d. h., daß die Schaltung auch für $L = 0$ stabil bleibt.

Unter der Voraussetzung $C_1 \ll C_2, C_3$ folgt mit den Abkürzungen

$$\tau_2 = r_2C_2 \quad , \quad \tau_3 = r_3C_3 \quad , \quad \tau_b = br_2C_1 \quad , \quad \tau_L = L/R_G$$

für Stabilität (>) bzw. für die Schwinggrenze (=)

$$(\tau_2+\tau_3+\tau_b)^2 + (\tau_2+\tau_3+\tau_b)\left(\tau_L+\frac{\tau_2\tau_3}{\tau_L}+\frac{r_2}{R_G}\tau_3+\frac{r_3}{R_G}\tau_2\right)+$$

$$\frac{\tau_2\tau_3}{\tau_L}\left(\frac{r_2}{R_G}\tau_3+\frac{r_3}{R_G}\tau_2\right) - b\,\tau_2\tau_3\frac{r_2}{R_G} \geqq 0 \qquad (31/1)$$

Die dazugehörige Schwingfrequenz ergibt sich zu

$$\omega_S = \sqrt{\frac{1}{\tau_L}\left(\frac{1}{\tau_2}+\frac{1}{\tau_3}\right)+\frac{1}{\tau_2\tau_3}\left(1+\frac{\tau_b}{\tau_L}\right)+\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_2}+\frac{1}{C_3}\right)} \quad . \qquad (31/2)$$

Für das folgende Zahlenbeispiel seien die Werte angenommen

$r_2 = r_3 = 3$ kOhm, $b = 100$, $L = 0{,}1\ \mu H$

$C_2 = C_3 = 30$ pF , $C_1 = 1$ pF .

Nach Gleichung (31/1) ergibt sich dann ein Generatorwiderstand $R_G = 43$ Ohm, für den die Schaltung stabil bleibt.
Die sich nach Gl. (31/2) ergebende Schwingfrequenz liegt bei ca. 132 MHz.
Bei einer Verminderung von L auf 0,01 μH treten Schwingungen bereits ab $R_G = 4{,}5$ Ohm nicht mehr auf.

Durch diese Zahlenwerte wird deutlich, daß die Schwingungen infolge der parasitären Induktivität nur für relativ große Lastkapazitäten und für extrem niedrige Generatorwiderstände auftreten. Die universelle Anwendbarkeit der Kollektorschaltung, insbesondere in der Analogschaltungstechnik, wird somit nicht in Frage gestellt.

9.7. Obere Grenzfrequenz der Quellenschaltung

60

Unter Verwendung der praktischen HF-Ersatzschaltung eines MISFET nach /1/ ist in Bild 31/1 die HF-Ersatzschaltung einer Quellenschaltung dargestellt.
Die Kapazitäten C_{TQ}, C_{SQ} und C_{TS} sind teils physikalisch, teils technologisch bedingt.

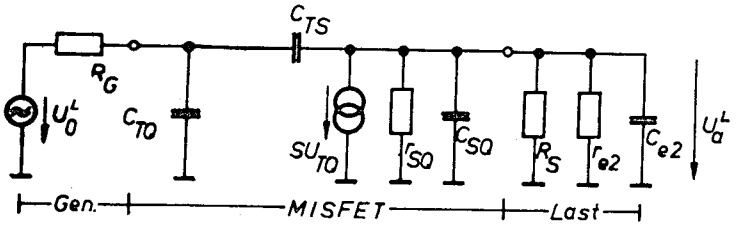


Bild 32/1 HF-Ersatzschaltung einer Quellenschaltung

A 32/1 : Berechnen Sie mit der Ersatzschaltung nach Bild 32/1 die Grenzfrequenzen ω_e des eingangsseitigen und ω_a des ausgangsseitigen Tiefpaßgliedes . Nehmen Sie dazu $\omega_e \ll \omega_a$ an.

L 32/1 : Für $\omega_e \ll \omega_a$ ist v für $\omega \approx \omega_e$ als reell anzunehmen.

Die Eingangskapazität $C_e = (C_{TQ} - v\, C_{TS})$ bildet mit R_G das eingangsseitige Tiefpaßglied mit der Grenzfrequenz

$$\boxed{\omega_e = 1/C_e R_G}$$

Die resultierende Parallelkapazität am Ausgang

$$C_p = C_{TS} + C_{SQ} + C_{e2}$$

und der resultierende Parallelwiderstand

$$r_p = r_{SQ} \| R_S \| r_{e2}$$

bilden das ausgangsseitige Tiefpaßglied mit der Grenzfrequenz

$$\boxed{\omega_a = 1/C_p r_p} \quad .$$

die für die Senken- und die Torbasisschaltung geltenden Eck-, bzw. Grenzfrequenzen lassen sich in einfacher Analogie zu den Abschnitten 9.5 und 9.6 leicht ermitteln, so daß hier auf weitere Berechnungen verzichtet wird.

10. Grundschaltungen mit zwei Transistoren

10.1. Kaskodeschaltung

Die in Bild 33/1 a dargestellte Kaskodeschaltung besitzt insbesondere wegen ihrer günstigen HF-Eigenschaften praktische Bedeutung.

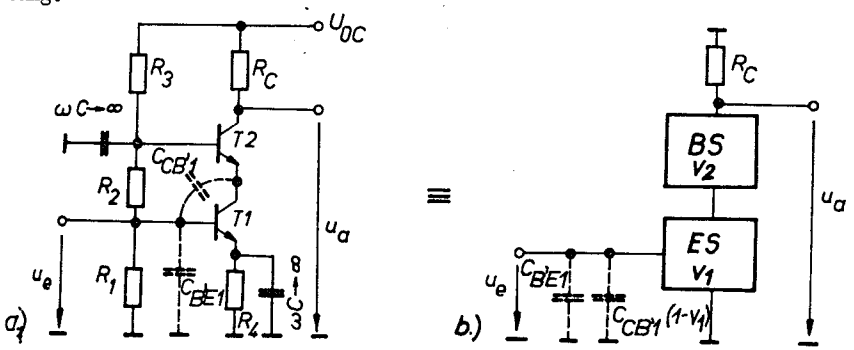


Bild 33/1 a) Kaskodeschaltung
b) Schematische Ersatzschaltung zu a)

Wie aus Bild 33/1 a hervorgeht, arbeitet der Transistor T 1 in Emitterschaltung auf einen Arbeitswiderstand, der durch den Eingangswiderstand des in Basisschaltung arbeitenden Transistors T 2 gebildet wird (vergl. Bild 33/1 b).
Für diesen Eingangswiderstand folgt mit Gl. (50/7), 1. Lbf.

$$r_{e2} \approx r_{BE2}/b_2 \quad , \qquad (33/1)$$

so daß sich eine Verstärkung der Emitterstufe von

$$v_1 \approx -\frac{b_1\, r_{e2}}{r_{BE1}} \approx -\frac{b_1\, r_{BE2}}{b_2\, r_{BE1}} \approx -1 \qquad (33/2)$$

ergibt. Mit der Spannungsverstärkung der Basisschaltung

$$v_2 \approx \frac{b_2\, R_C}{r_{BE2}} \quad , \qquad (33/3)$$

folgt damit die Gesamtverstärkung der Kaskodeschaltung

$$\boxed{v = v_1\, v_2 \approx -\frac{b_1\, R_C}{r_{BE1}}} \quad . \qquad (33/4)$$

Der Eingangswiderstand ergibt sich bei Berücksichtigung der für die Arbeitspunkteinstellung erforderlichen Widerstände zu

$$\boxed{r_e = r_{BE1} \parallel R_1 \parallel R_2} \quad . \qquad (34/1)$$

Für den Ausgangswiderstand gilt wegen $r^*_{aBS} \gg R_C$

$$\boxed{r_a \approx R_C} \quad . \qquad (34/2)$$

Die Kaskodeschaltung besitzt demnach die gleichen NF-Eigenschaften wie eine einfache ES. Ihr Mehraufwand ist jedoch durch ihre höhere Grenzfrequenz gerechtfertigt. Diese resultiert daraus, daß die Rückwirkungskapazität $C_{CB'1}$ nur mit $(1-v_1)C_{CB'1} \approx 2C_{CB'1}$ in die Eingangskapazität eingeht, in die der ES dagegen mit $(-v)C_{C}$

Die Arbeitspunktstabilisierung erfolgt in Bild 33/1 a durch die Gleichstromgegenkopplung über R_4. Der Spannungsteiler R_2, R_3 bestimmt lediglich das B2- und damit das C1-Potential.

10.2. Darlingtonschaltungen

10.2.1. Standard-Darlingtonschaltung

In der Darlingtonschaltung nach Bild 34/1 a wird der im Transis T 1 um b_1 verstärkte Eingangsstrom im Transistor T 2 nochmals u b_2 verstärkt, so daß die Gesamtstromverstärkung durch das Produ $(b_1 b_2)$ bestimmt wird.

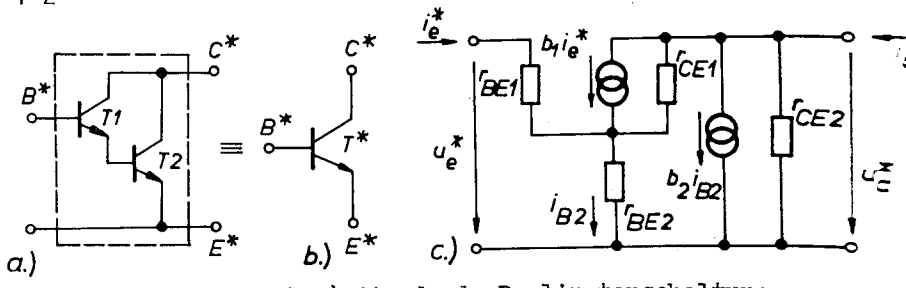


Bild 34/1 a) Standard- Darlingtonschaltung
b) Ersatztransistor zu a)
c) Ersatzschaltung zu a)

Entsprechend der Definition Gl. (17/1) 1. Lbf. gilt

$$r^*_{BE} = (u^*_e / i^*_e)\big|_{u^*_a = 0} \quad . \qquad (3\text{-})$$

Aus der Eingangsmasche (vergl. Bild 34/1 c) folgt

$$u_e^* = i_e^* \, r_{BE1} + i_{B2} \, r_{BE2} \quad . \qquad (35/1)$$

Für $r_{CE1} \gg r_{BE2}$ und $u_a^* = 0$ gilt

$$i_{B2} \approx (1 + b_1) \, i_e^* \approx b_1 \, i_e^* \quad . \qquad (35/2)$$

Aus den Gl. (35/1) und (35/2) erhält man

$$\boxed{r_{BE}^* = r_{BE1} + b_1 \, r_{BE2}} \quad . \qquad (35/3)$$

Es ist nun zu beachten, daß die Transistoren T 1 und T 2 unterschiedliche Arbeitspunkte haben, denn es ist für $B_1 \gg 1$

$$I_{C2} \approx B_2 \, I_{C1} \quad . \qquad (35/4)$$

Bei Anwendung der Gl. (21/1) des 1. Lbf. folgt aus den Gl. (35/3) und (35/4)

$$r_{BE}^* \approx \frac{U_T B_1}{I_{C1}} + \frac{b_1 U_T B_2}{I_{C1} B_2} \approx 2 \, \frac{U_T B_1}{I_{C1}} \approx 2 \, r_{BE1} \quad . \qquad (35/5)$$

Da der Kollektorstrom des 1. Transistors relativ klein ist, kann r_{BE}^* verhältnismäßig große Werte erreichen.

Für die Stromverstärkung gilt mit Gl. (17/4) des 1. Lbf.

$$\boxed{b^* = (i_a^*/i_e^*)\big|_{u_a^*=0}} \quad . \qquad (35/6)$$

Mit der Knotengleichung (vergl. Bild 34/1 c, $r_{CE1} \longrightarrow \infty$)

$$i_a^* = b_2 \, i_{B2} + b_1 \, i_e^* \qquad (35/7)$$

und der für $u_a^* = 0$ geltenden Gl. (35/2) folgt

$$\boxed{b^* = b_1 + b_2 + b_1 b_2 \approx b_1 b_2} \quad . \qquad (35/8)$$

Für den Ausgangswiderstand gilt mit Gl. (17/2) des 1. Lbf.

$$r_{CE}^* = (u_a^*/i_a^*)\big|_{i_e^*=0} \quad . \qquad (35/9)$$

Für $i_e^* = 0$ gilt die Knotengleichung (vergl. Bild 34/1 c)

$$i_a^* = \frac{u_a^*}{r_{CE2}} + \frac{u_a^*}{r_{CE1} + r_{BE2}} + b_2 \, \frac{u_a^*}{r_{CE1} + r_{BE2}} \qquad (35/10)$$

Daraus folgt für $r_{CE1} \gg r_{BE2}$ und $b_2 \gg 1$

Der Eingangswiderstand ergibt sich bei Berücksichtigung der für die Arbeitspunkteinstellung erforderlichen Widerstände zu

$$r_e = r_{BE1} \parallel R_1 \parallel R_2 \quad . \tag{34/1}$$

Für den Ausgangswiderstand gilt wegen $r^*_{aBS} \gg R_C$

$$r_a \approx R_C \quad . \tag{34/2}$$

Die Kaskodeschaltung besitzt demnach die gleichen NF-Eigenschaften wie eine einfache ES. Ihr Mehraufwand ist jedoch durch ihre höhere Grenzfrequenz gerechtfertigt. Diese resultiert daraus, daß die Rückwirkungskapazität $C_{CB'1}$ nur mit $(1-v_1)C_{CB'1} \approx 2C_{CB'1}$ in die Eingangskapazität eingeht, in die der ES dagegen mit $(-v)C_{CB'}$.

Die Arbeitspunktstabilisierung erfolgt in Bild 33/1 a durch die Gleichstromgegenkopplung über R_4. Der Spannungsteiler R_2, R_3 bestimmt lediglich das B2- und damit das C1-Potential.

10.2. Darlingtonschaltungen

10.2.1. Standard-Darlingtonschaltung

120

In der Darlingtonschaltung nach Bild 34/1 a wird der im Transistor T 1 um b_1 verstärkte Eingangsstrom im Transistor T 2 nochmals um b_2 verstärkt, so daß die Gesamtstromverstärkung durch das Produkt $(b_1 b_2)$ bestimmt wird.

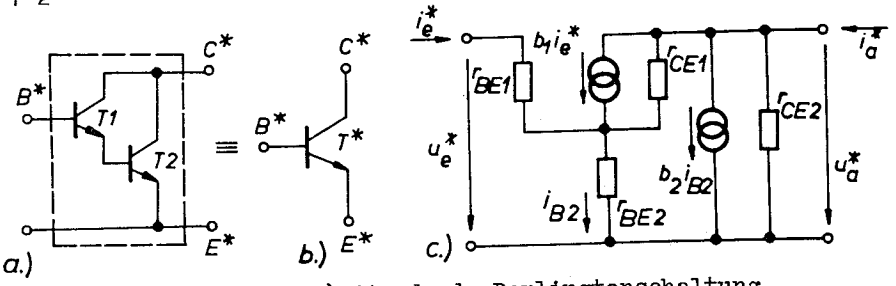


Bild 34/1 a) Standard- Darlingtonschaltung
b) Ersatztransistor zu a)
c) Ersatzschaltung zu a)

Entsprechend der Definition Gl. (17/1) 1. Lbf. gilt

$$r^*_{BE} = (u^*_e \,/\, i^*_e)\big|_{u^*_a = 0} \quad . \tag{34/3}$$

Aus der Eingangsmasche (vergl. Bild 34/1 c) folgt

$$u_e^* = i_e^* \, r_{BE1} + i_{B2} \, r_{BE2} \quad . \qquad (35/1)$$

Für $r_{CE1} \gg r_{BE2}$ und $u_a^* = 0$ gilt

$$i_{B2} \approx (1 + b_1) \, i_e^* \approx b_1 \, i_e^* \quad . \qquad (35/2)$$

Aus den Gl. (35/1) und (35/2) erhält man

$$\boxed{r_{BE}^* = r_{BE1} + b_1 \, r_{BE2}} \quad . \qquad (35/3)$$

Es ist nun zu beachten, daß die Transistoren T 1 und T 2 unterschiedliche Arbeitspunkte haben, denn es ist für $B_1 \gg 1$

$$I_{C2} \approx B_2 \, I_{C1} \quad . \qquad (35/4)$$

Bei Anwendung der Gl. (21/1) des **1. Lbf.** folgt aus den Gl. (35/3) und (35/4)

$$r_{BE}^* \approx \frac{U_T B_1}{I_{C1}} + \frac{b_1 U_T B_2}{I_{C1} B_2} \approx 2 \, \frac{U_T B_1}{I_{C1}} \approx 2 \, r_{BE1} \quad . \qquad (35/5)$$

Da der Kollektorstrom des 1. Transistors relativ klein ist, kann r_{BE}^* verhältnismäßig große Werte erreichen.

Für die Stromverstärkung gilt mit Gl. (17/4) des **1. Lbf.**

$$\boxed{b^* = (i_a^*/i_e^*)\big|_{u_a^*=0}} \quad . \qquad (35/6)$$

Mit der Knotengleichung (vergl. Bild 34/1 c, $r_{CE1} \longrightarrow \infty$)

$$i_a^* = b_2 \, i_{B2} + b_1 \, i_e^* \qquad (35/7)$$

und der für $u_a^* = 0$ geltenden Gl. (35/2) folgt

$$\boxed{b^* = b_1 + b_2 + b_1 b_2 \approx b_1 b_2} \quad . \qquad (35/8)$$

Für den Ausgangswiderstand gilt mit Gl. (17/2) des **1. Lbf.**

$$r_{CE}^* = (u_a^*/i_a^*)\big|_{i_e^*=0} \quad . \qquad (35/9)$$

Für $i_e^* = 0$ gilt die Knotengleichung (vergl. Bild 34/1 c)

$$i_a^* = \frac{u_a^*}{r_{CE2}} + \frac{u_a^*}{r_{CE1} + r_{BE2}} + b_2 \, \frac{u_a^*}{r_{CE1} + r_{BE2}} \qquad (35/10)$$

Daraus folgt für $r_{CE1} \gg r_{BE2}$ und $b_2 \gg 1$

$$\boxed{r^*_{CE} \approx r_{CE2} \left\| \frac{r_{CE1}}{b_2} \right.} \quad . \qquad (36/1)$$

Obwohl die Transistoren T 1 und T 2 rückwirkungsfrei angenommen wurden ($\nu_1 = \nu_2 = 0$), besitzt die Darlingtonschaltung eine Leerlaufspannungsrückwirkung $\nu^* \neq 0$.
Mit der Gl. (17/6) des **1. Lbf. gilt**

$$\nu^* = (u^*_e/u^*_a)\big|_{i^*_e=0} \quad . \qquad (36/2)$$

Für $i^*_e = 0$ ergibt sich aus Bild 34/1 c die Schaltung nach Bild 36/1.

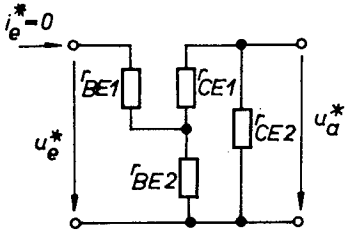


Bild 36/1
Ersatzschaltung zur Berechnung der Leerlaufspannungsrückwirkung

Mit der Spannungsteilerregel gilt dann

$$\boxed{\nu^* = \frac{r_{BE2}}{r_{BE2} + r_{CE1}} \approx \frac{r_{BE2}}{r_{CE1}}} \quad . \qquad (36/3)$$

Mit den Gl. (21/1), (21/2) und (22/1) des **1. Lbf.** kann Gl. (36/3) noch auf die Form gebracht werden (vergl. **1. Lbf.** Seite 23)

$$\nu^* \approx \frac{U_{T2}/I_{B2}}{U_{T1}/(-I_{E1})} \cdot b_1 \mu_{e1} \chi_{a1} \approx (1{,}5 \ldots 2)\mu_{e1} \quad . \qquad (36/4)$$

10.2.2. Komplementäre Darlingtonschaltung

60

Die Kombination zweier Transistoren unterschiedlichen Leitungstyps nach Bild 37/1 a liefert einen Ersatztransistor nach Bild 37/1 b, dessen Leitungstyp sich nach dem des 1. Transistors richtet. Wie an Hand der statischen Verhältnisse (I^*_B und I^*_C gleiches Vorzeichen, $U^*_{BE} \approx -0{,}6$ V, $U^*_{CE} < 0$, weitgehend veränderbar) und der Ersatzparameter (s.u.) leicht überprüft werden kann, wird der Kollektor von T 2 zum Emitter E^*.
Mit der Ersatzschaltung nach Bild 37/1 c lassen sich die Ersatz-

parameter r_{BE}^*, b^*, r_{CE}^* in analoger Weise zu Abschnitt 10.2.1 berechnen.

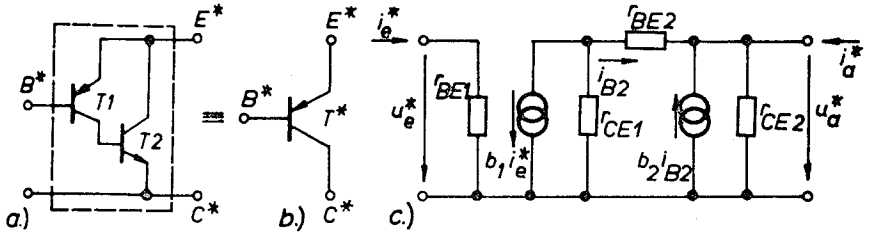


Bild 37/1 a) Komplementäre Darlingtonschaltung
b) Ersatztransistor zu a)
c) Ersatzschaltung zu a)

A 37/1 : Berechnen Sie näherungsweise die Ersatzparameter r_{BE}^*, b^*, und r_{CE}^* der komplementären Darlingtonschaltung nach Bild 37/1 c ! [45]

L 37/1 : Aus Bild 37/1 c ist direkt ablesbar $\boxed{r_{BE}^* = r_{BE1}}$.

Für $u_a^* = 0$, $r_{CE1} \gg r_{BE2}$ folgen die Knotengleichungen

$$i_a^* = -(1 + b_2)\, i_{B2} \quad , \quad i_{B2} \approx - b_1\, i_e^* \quad ,$$

woraus folgt

$$\boxed{b^* = \left.\frac{i_a^*}{i_e^*}\right|_{u_a^*=0} = b_1(1 + b_2) \approx b_1 b_2} \quad .$$

Für $i_e^* = 0$ und $r_{CE1} \gg r_{BE2}$ erhält man aus Bild 37/1 c

$$i_a^* = \frac{u_a^*}{r_{CE2}} - (1 + b_2) i_{B2} \quad , \quad i_{B2} \approx - \frac{u_a^*}{r_{CE1}} \quad ,$$

woraus wieder folgt

$$\boxed{\frac{1}{r_{CE}^*} = \left.\frac{i_a^*}{u_a^*}\right|_{i_e^*=0} = \frac{1 + b_2}{r_{CE1}} + \frac{1}{r_{CE2}} \approx \frac{b_2}{r_{CE1}} + \frac{1}{r_{CE2}}} \quad .$$

Eine Leerlaufspannungsrückwirkung ν^* existiert für $\nu_1 = \nu_2 = 0$ bei der komplementären Darlingtonschaltung nicht.

Der Eingangswiderstand ergibt sich bei Berücksichtigung der für die Arbeitspunkteinstellung erforderlichen Widerstände zu

$$\boxed{r_e = r_{BE1} \parallel R_1 \parallel R_2} \quad . \tag{34/1}$$

Für den Ausgangswiderstand gilt wegen $r^*_{aBS} \gg R_C$

$$\boxed{r_a \approx R_C} \quad . \tag{34/2}$$

Die Kaskodeschaltung besitzt demnach die gleichen NF-Eigenschaften wie eine einfache ES. Ihr Mehraufwand ist jedoch durch ihre höhere Grenzfrequenz gerechtfertigt. Diese resultiert daraus, daß die Rückwirkungskapazität $C_{CB'1}$ nur mit $(1-v_1)C_{CB'1} \approx 2C_{CB'1}$ in die Eingangskapazität eingeht, in die der ES dagegen mit $(-v)C_{CB'}$.

Die Arbeitspunktstabilisierung erfolgt in Bild 33/1 a durch die Gleichstromgegenkopplung über R_4. Der Spannungsteiler R_2, R_3 bestimmt lediglich das B2- und damit das C1-Potential.

10.2. Darlingtonschaltungen

10.2.1. Standard-Darlingtonschaltung

120

In der Darlingtonschaltung nach Bild 34/1 a wird der im Transistor T 1 um b_1 verstärkte Eingangsstrom im Transistor T 2 nochmals um b_2 verstärkt, so daß die Gesamtstromverstärkung durch das Produkt $(b_1 b_2)$ bestimmt wird.

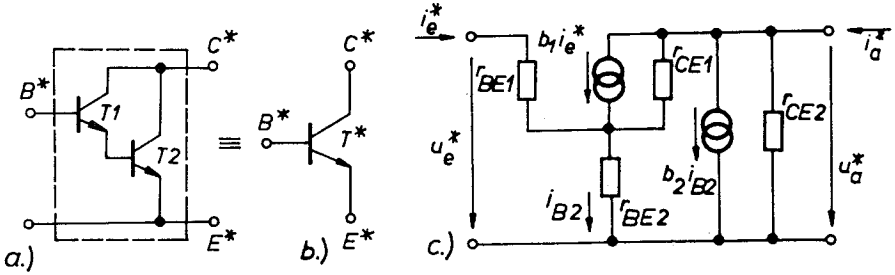


Bild 34/1 a) Standard- Darlingtonschaltung
b) Ersatztransistor zu a)
c) Ersatzschaltung zu a)

Entsprechend der Definition Gl. (17/1) 1. Lbf. gilt

$$r^*_{BE} = (u^*_e \,/\, i^*_e)\big|_{u^*_a = 0} \quad . \tag{34/3}$$

Aus der Eingangsmasche (vergl. Bild 34/1 c) folgt

$$u_e^* = i_e^* \, r_{BE1} + i_{B2} \, r_{BE2} \quad . \qquad (35/1)$$

Für $r_{CE1} \gg r_{BE2}$ und $u_a^* = 0$ gilt

$$i_{B2} \approx (1 + b_1) \, i_e^* \approx b_1 \, i_e^* \quad . \qquad (35/2)$$

Aus den Gl. (35/1) und (35/2) erhält man

$$\boxed{r_{BE}^* = r_{BE1} + b_1 \, r_{BE2}} \quad . \qquad (35/3)$$

Es ist nun zu beachten, daß die Transistoren T 1 und T 2 unterschiedliche Arbeitspunkte haben, denn es ist für $B_1 \gg 1$

$$I_{C2} \approx B_2 \, I_{C1} \quad . \qquad (35/4)$$

Bei Anwendung der Gl. (21/1) des 1. **Lbf.** folgt aus den Gl. (35/3) und (35/4)

$$r_{BE}^* \approx \frac{U_T B_1}{I_{C1}} + \frac{b_1 U_T B_2}{I_{C1} B_2} \approx 2 \, \frac{U_T B_1}{I_{C1}} \approx 2 \, r_{BE1} \quad . \qquad (35/5)$$

Da der Kollektorstrom des 1. Transistors relativ klein ist, kann r_{BE}^* verhältnismäßig große Werte erreichen.

Für die Stromverstärkung gilt mit Gl. (17/4) des **1. Lbf.**

$$\boxed{b^* = (i_a^*/i_e^*)\big|_{u_a^*=0}} \quad . \qquad (35/6)$$

Mit der Knotengleichung (vergl. Bild 34/1 c, $r_{CE1} \longrightarrow \infty$)

$$i_a^* = b_2 \, i_{B2} + b_1 \, i_e^* \qquad (35/7)$$

und der für $u_a^* = 0$ geltenden Gl. (35/2) folgt

$$\boxed{b^* = b_1 + b_2 + b_1 b_2 \approx b_1 b_2} \quad . \qquad (35/8)$$

Für den Ausgangswiderstand gilt mit Gl. (17/2) des **1. Lbf.**

$$r_{CE}^* = (u_a^*/i_a^*)\big|_{i_e^*=0} \quad . \qquad (35/9)$$

Für $i_e^* = 0$ gilt die Knotengleichung (vergl. Bild 34/1 c)

$$i_a^* = \frac{u_a^*}{r_{CE2}} + \frac{u_a^*}{r_{CE1} + r_{BE2}} + b_2 \, \frac{u_a^*}{r_{CE1} + r_{BE2}} \qquad (35/10)$$

Daraus folgt für $r_{CE1} \gg r_{BE2}$ und $b_2 \gg 1$

10.3. Differenzverstärker

Die Grundform einer Differenzverstärkerstufe oder kurz eines Differenzverstärkers (DV) zeigt Bild 38/1. Der DV ist im Idealfall völlig symmetrisch aufgebaut und besteht aus 2 Transistoren T 1, T 2, 2 Arbeitswiderständen R_{C1}, R_{C2} und einem gemeinsamen Emitterwiderstand R_E. Er besitzt 2 Eingänge und 2 Ausgänge. Da in einer Variante $R_{C1} = 0$ ist, wird im folgenden R_{C1} und R_{C2} unterschieden. Verstärkt wird im wesentlichen die Differenz der beiden Eingangsspannungen. DV werden als Gleichspannungsverstärker ausgeführt, d.h. ihre untere Grenzfrequenz ist 0.

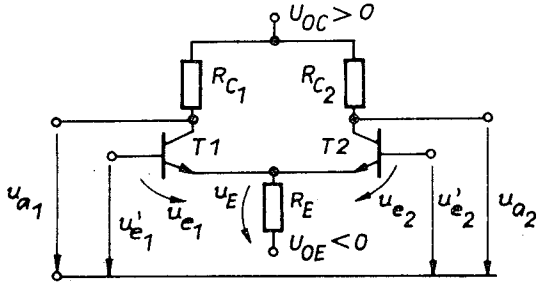


Bild 38/1 Differenzverstärker

Zu unterscheiden sind die
Gleichtaktaussteuerung mit $u'_{e1} = u'_{e2} = u_{Gl}$
und die
einseitige Aussteuerung mit z.B. $u'_{e1} \neq 0$, $u'_{e2} = 0$.

Für letztere gilt mit den bereits beim OV für u_{Diff} und u_{Gl} benutzten Definitionen (vergl. Abschnitt 4.1, 1. Lbf.)

$$u_{Diff} = u'_{e1} - u'_{e2} = u'_{e1}$$

$$u_{Gl} = (u'_{e1} + u'_{e2})/2 = u'_{e1}/2 = u_{Diff}/2 .$$

Da der DV im wesentlichen auf Differenzspannungen anspricht, kann die bei einseitiger Aussteuerung mit vorhandene Gleichtaktaussteuerung praktisch vernachlässigt werden, und man spricht anstelle von "einseitiger Aussteuerung" auch von "Differenzaussteuerung".

10.3.1. Differenzbetrieb

120

Es sei $u'_{e2} = 0$, und die Basis von T 1 wird mit $u'_{e1} = u_{Diff}$ angesteuert.

Bezüglich u_{a1} arbeitet T 1 dann als ES mit Stromgegenkopplung. Über die Emitterspannung u_E wird das Eingangssignal u'_{e1} auch auf T 2 übertragen. Diesbezüglich arbeitet T 1 als Emitterfolger und T 2 als Basisschaltung.

Für den Emitterfolger T 1 liegt parallel zum (sehr hohen) R_E der sehr kleine Eingangswiderstand der BS von T 2. Daher ist der wirksame Emitterwiderstand

$$R_E^* = R_E \parallel r_{eBS} \approx r_{eBS} \quad , \qquad (39/1)$$

wobei nach Gl. (50/7) des **1. Lbf. gilt**

$$r_{eBS} = \frac{r_{BE}}{b+1}\,(1 + R_{C2}/r_{CE}) \quad . \qquad (39/2)$$

Die Verstärkung des Emitterfolgers ist nach Gl. (41/1) des **2. Lbf.**

$$\frac{1}{v_{EF}} = \frac{u'_{e1}}{u_E} \approx 1 + \frac{r_{BE}(R_E^* + R_{C1} + r_{CE})}{b\, r_{CE}\, R_E^*} \quad .$$

Mit Gl. (39/1) und (39/2) folgt

$$\frac{1}{v_{EF}} \approx 1 + \frac{r_{BE}}{b r_{CE}} + \frac{(1 + R_{C1}/r_{CE})\, r_{BE}}{(1 + R_{C2}/r_{CE})\, b r_{BE}/(b+1)} \qquad (39/3)$$

Da $b \gg 1$, ergibt sich für $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ mit **geringem Fehler**

$$\boxed{v_{EF} \approx 1/2} \quad . \qquad (39/4)$$

Warum gilt hier nicht wie sonst $v_{EF} \approx 1$?

Der Lastwiderstand für den EF, r_{eBS}, ist in diesem Fall gerade gleich seinem Ausgangswiderstand, für den nach Gl. (42/2) des **2. Lbf. mit $R_G = 0$ gilt**

$$r_{aEF} \approx \frac{r_{BE}}{b+1}\,(1 + R_{C1}/r_{CE}).$$

Es liegt also Anpassung und damit Spannungshalbierung gegenüber Leerlauf vor. Beim eigentlichen EF gilt jedoch immer $R_E \parallel R_L \gg r_a^*$ und damit $v_{EF} \approx 1$.

Wegen $v_{EF} \approx 1/2$ ist $u_E \approx u'_{e1}/2$. Damit sind die, die Transistoren T 1, T 2 steuernden Basis-Emitterspannungen (vergl. Bild 38/1) gegeben durch

$$u_{e1} = u'_{e1} - u_E \approx u'_{e1}/2$$

$$u_{e2} = - u_E \approx - u'_{e1}/2 \quad .$$

Diese Spannungen werden mit der Verstärkung der Emitterschaltung verstärkt und es ergibt sich mit

$$\boxed{v_{Diff} = \frac{1}{2} \cdot \frac{b}{r_{BE}} (R_C \parallel r_{CE})} \quad , \qquad (40/1)$$

$$v_{11} = \frac{u_{a1}}{u'_{e1}} = - v_{Diff} \quad , \qquad (40/2)$$

$$v_{21} = \frac{u_{a2}}{u'_{e1}} = v_{Diff} \quad . \qquad (40/3)$$

Der Eingangswiderstand des DV r_{Diff} kann als Eingangswiderstand des EF (gleich dem Eingangswiderstand der ES mit Strom-GK) berechnet werden. Er ergibt sich aber auch durch folgende, einfache Überlegung: Über r_{BE} fällt nur $u_{e1} = u'_{e1}/2$ ab, also ist der Gesamteingangswiderstand (vergl. Bild 38/1)

$$\boxed{r_{Diff} = 2\, r_{BE}} \quad . \qquad (40/4)$$

Der Ausgangswiderstand ergibt sich als der Ausgangswiderstand der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung.
Mit $R_G = 0$ und $R_E \approx r_{BE}/b$ folgt aus der Gleichung (33/3) des 2. Lbf.

$$r_a = R_C \parallel 2r_{CE}$$

Für die Praxis genügt die Näherung

$$\boxed{r_a \approx R_C} \qquad (40/5)$$

10.3.2. Gleichtaktbetrieb

Beim Gleichtaktbetrieb mit

$$u'_{e1} = u'_{e2} = u_{Gl}$$
$$i_{e1} = i_{e2} = i_{Gl}/2$$

erhält man für den DV nach Aufteilung von R_E in $2R_E \parallel 2R_E$ die Parallelschaltung zweier gleicher ES mit Strom-GK. Eine Hälfte der entstehenden symmetrischen Anordnung zeigt Bild 41/1.

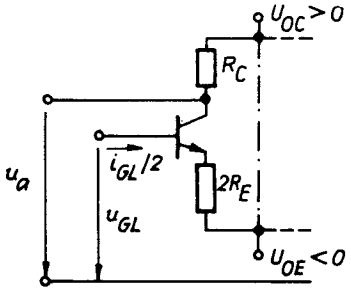


Bild 41/1
Differenzverstärker im Gleichtaktbetrieb

Es ist

$$v_{Gl} = \frac{u_a}{u_{Gl}} \approx -\frac{R_C}{2R_E} \quad . \qquad (41/1)$$

Die Gleichtaktunterdrückung G ist, wenn man in Gl. (40/1) $r_{CE} \gg R_C$ voraussetzt,

$$G = \frac{v_{Diff}}{v_{Gl}} \approx -\frac{bR_E}{r_{BE}} \quad . \qquad (41/2)$$

Der Gleichtakteingangswiderstand folgt als Eingangswiderstand der Parallelschaltung zweier ES mit Strom-GK

$$r_{Gl} = \frac{u_{Gl}}{i_{Gl}} = \frac{1}{2} \frac{u_{Gl}}{i_{Gl}/2} \approx \frac{1}{2} b\, 2R_E = bR_E \quad . \qquad (41/3)$$

Für DV ist i.a. $|v_{Gl}| < 1$, oft sogar $|v_{Gl}| \ll 1$. Die Aussteuerbarkeit für Gleichtaktsignale wird daher nicht wie sonst durch die Ausgangsseite, sondern durch die Eingangsseite bestimmt. Die Gleich-

taktaussteuerbarkeit ist insofern wichtig, als dem auszuwertenden Differenzsignal oft ein (zu unterdrückendes) Gleichtaktsignal überlagert ist.
Die untere Grenze für die Gleichtaktspannung ergibt sich aus der Bedingung $I_C = 0$, d,h. für gesperrten Transistor.
Die obere Grenze, für die $U_{CE} = U_{CES}$ gilt, folgt im wesentlichen aus der Spannungsteilung von $(U_{OC} - U_{OE})$ über R_C und $2R_E$.

A 42/1 : Bestimmen Sie die Aussteuergrenzen $U_{Gl\ min}$ und $U_{Gl\ max}$ unter Vernachlässigung von U_{BEA} und U_{CES} als Funktion von U_{OC}, U_{OE}, R_C, R_E ! [15]

L 42/1 : $U_{Gl\ min} \approx U_{OE}$ für $I_C = 0$,

$$U_{Gl\ max} \approx U_{OC} - (U_{OC} - U_{OE})R_C/(2R_E + R_C)$$

$$\approx \frac{2R_E U_{OC} + R_C U_{OE}}{2R_E + R_C}$$

10.3.3. DV mit hoher Gleichtaktunterdrückung [60]

Den üblichen DV mit hoher Gleichtaktunterdrückung G zeigt Bild 42/1

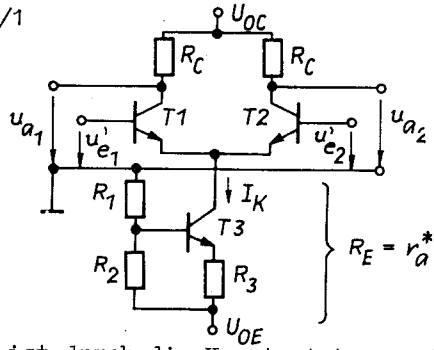


Bild 42/1
Differenzverstärker mit hoher Gleichtaktunterdrückung (mit Stromtransistor T 3)

R_E ist durch die Konstantstromquelle T 3 ersetzt worden.
Nach Gl. (41/2) würde sich mit den typischen Zahlenwerten:

$$b = 100,\ R_E = r_a^* = 10\ M\Omega\ ,\ r_{BE} = 10\ k\Omega$$

die Gleichtaktunterdrückung G in der Größenordnung von 10^5 ergeben.
Dabei wird jedoch völlige Symmetrie der Schaltung vorausgesetzt.